

MULTIPLE CARRIER TRANSMISSION DEVICE

Publication number: JP8228186 (A)

Publication date: 1996-09-03

Inventor(s): TSUNOISHI MITSUO; AWATA YUTAKA; KOIZUMI NOBUKAZU

Applicant(s): FUJITSU LTD

Classification:

- **international:** H04J4/00; H04J11/00; H04J4/00; H04J11/00; (IPC1-7): H04J4/00; H04J11/00

- **European:**

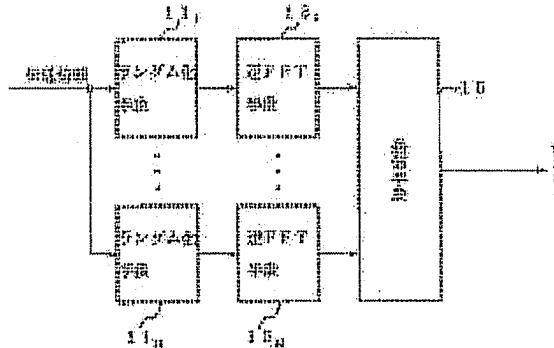
Application number: JP19950032020 19950221

Priority number(s): JP19950032020 19950221

Abstract of JP 8228186 (A)

PURPOSE: To efficiently suppress the maximum value of signals by obtaining the amplitude of time discrete signals respectively obtained by plural inverse FFT means and selecting and transmitting discrete time signals for which the maximum value and dispersion are minimum for the amplitude.

CONSTITUTION: Plural randomizing means 111 to 11n respectively parallelly multiply the same transmission information and plural bit strings for which autocorrelation characteristics are steep and mutual correlation characteristics and the distribution of logic are gentle, turn the transmission information to a bit pattern and generate random transmission information. The plural inverse FFT means 131 to 13n combine the transmission information generated by the means 111 to 11n and the identification information of the bit strings applied to the generation of the transmission information of the plural bit strings and subject them to FFT, and obtain the discrete time signals for indicating the information.; The amplitude of the time discrete signals obtained by the means 131 to 13n is obtained and the discrete time signals for which the maximum value or the maximum value and the dispersion are minimum for the amplitude are selected and sent out through a transmission means 15 to a transmission line.



Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-228186

(43)公開日 平成8年(1996)9月3日

(51)Int.Cl.⁵
H 0 4 J 4/00
11/00

識別記号 庁内整理番号

F I
H 0 4 J 4/00
11/00

技術表示箇所
Z

審査請求 未請求 請求項の数3 OL (全9頁)

(21)出願番号 特願平7-32020

(22)出願日 平成7年(1995)2月21日

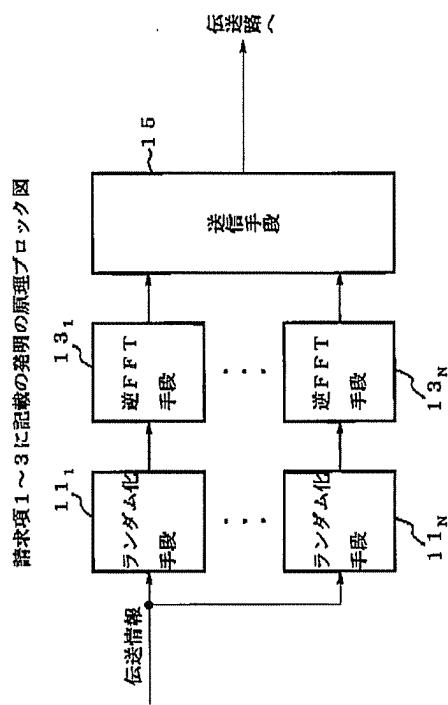
(71)出願人 000005223
富士通株式会社
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号
(72)発明者 角石 光夫
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内
(72)発明者 粟田 豊
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内
(72)発明者 小泉 伸和
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内
(74)代理人 弁理士 古谷 史旺 (外1名)

(54)【発明の名称】 多搬送波伝送装置

(57)【要約】

【目的】 本発明は、多搬送波伝送装置に関し、伝送品質の低下を抑えつつ伝送路に送出される信号の極大値を効率的に抑圧することを目的とする。

【構成】 自己相關特性が急峻であって相互相關特性と論理値の分布とがなだらかな複数のビット列に同じ伝送情報を並行して乗じ、その伝送情報のビットパターンをランダム化してランダム伝送情報を生成するランダム化手段 $1_{11} \sim 1_{1N}$ と、ランダム化手段 $1_{11} \sim 1_{1N}$ が個別に生成したランダム伝送情報と、複数のランダム伝送情報の生成に適用されたビット列の識別情報とを組み合わせて逆FFTし、これらの情報を示す離散時間信号を得る逆FFT手段 $1_{31} \sim 1_{3N}$ と、逆FFT手段 $1_{31} \sim 1_{3N}$ が個別に得た時間離散信号の振幅を求め、これらの信号の内、その振幅について最大値またはその最大値と分散とが最小の離散時間信号を伝送路に送出する送信手段 1_{5} とを備えて構成される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】自己相関特性が急峻であって相互相関特性と論理値の分布とがなだらかである複数のビット列に同じ伝送情報を個別に並行して乗じ、その伝送情報のビットパターンをランダム化してランダム伝送情報を生成する複数のランダム化手段と、
前記複数のランダム化手段によって個別に生成されたランダム伝送情報と、前記複数のランダム伝送情報の生成に適用されたビット列の識別情報を組み合わせて逆FFTし、これらの情報を示す離散時間信号を得る複数の逆FFT手段と、
前記複数の逆FFT手段によって個別に得られた時間離散信号の振幅を求め、これらの信号の内、その振幅について最大値またはその最大値と分散とが最小である離散時間信号を選択して伝送路に送出する送信手段とを備えたことを特徴とする多搬送波伝送装置。

【請求項2】請求項1に記載の多搬送波伝送装置において、

複数の逆FFT手段には、

逆FFTに先行して識別情報を冗長化する手段を含むことを特徴とする多搬送波伝送装置。

【請求項3】請求項1に記載の多搬送波伝送装置において、

複数の逆FFT手段には、

逆FFTに先行して、その逆FFTの演算対象である識別情報を強調する手段を含むことを特徴とする多搬送波伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、多搬送波伝送方式に基づいて伝送情報を送信する多搬送波伝送装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、デジタルテレビ伝送やデジタル音声放送の分野では、QAM(Quad-rate Amplitude Modulation) その他の既存のデジタルデータ伝送方式に代えて、多搬送波伝送方式((OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) またはDMT(Discrete Multi-tone)と称される。)が適用されつつある。

【0003】図6は、多搬送波伝送方式に適応した従来の送信機の構成例を示す図である。図において、スクランブラー71の入力には伝送情報が与えられ、そのスクランブラーの出力は従属接続された直並列変換部72、逆FFT部73、並直列変換部74およびD/A変換器(D/A)75を介して低域フィルタ(LPF)76の入力に接続される。低域フィルタ76の出力は、伝送路に接続される。

【0004】このような構成の送信機では、スクランブラー71は、外部から与えられる伝送情報のビットパターンに所定のアルゴリズムに基づく演算を施すことによりそのビットパターンをランダム化し、かつ所定長(ここ

では、簡単のため、1536(=256ビット×3×2)とする。)のフレーム単位に分割して図示されないバッファメモリに一旦蓄積する。

【0005】直並列変換部72はこのようにしてランダム化された伝送情報を上述したフレーム毎に並列のビット列に変換し、かつそのビット列をさらに小さな単位(ここでは、簡単のため3ビット毎に512個のブロックとする。)に分割する。逆FFT部73は、このようにして分割されたブロックを周波数軸上で等間隔に配置された256(=512/2)個の搬送波信号の直交する2波(余弦波成分と正弦波成分)の合成波の振幅を離散的に示すビット列と見なし、かつそのビット列に逆高速フーリエ変換の処理を施す。

【0006】したがって、逆FFT部72の出力には、時間軸上で等間隔に配置された512(=256×2)個のビット列を並列に示すデジタル信号が得られる。なお、以下では、このような256個の搬送波信号によって形成されるチャネルをサブチャネルと称し、かつ上述した振幅の値を単に「振幅値」と称するものとする。

【0007】並直列変換部74はこのようなデジタル信号として与えられるビット列を並直列変換し、D/A変換器75はこのような並直列変換によって直列に得られたビット列をアナログ信号に変換する。低域フィルタ76は、このように逆FFT部73ないしD/A変換器75において施されるデジタル演算に伴ってそのアナログ信号に付加された高調波成分その他の不要な周波数成分を抑圧し、図示されない変調器あるいは伝送装置を介して有線伝送路あるいは無線伝送路に送出する。

【0008】また、直並列変換部72ないしD/A変換器75は、上述したフレーム毎に同様の処理を反復するが、時系列の順に隣接する2つのフレームについては、これらのフレームの先行するフレームの処理が終了した時点と、後続のフレームの処理が起動される時点との間に「ガードバンド」と称する待機時間を設けることにより、上述した伝送路の非直線歪みが後続フレームに重畠されることに起因する伝送品質の劣化を抑圧する。

【0009】図7は、多搬送波伝送方式に適応した従来の受信機の構成例を示す図である。図において、低域フィルタ(LPF)81の入力には伝送路が接続され、その出力は従属接続されたA/D変換器(A/D)82、直並列変換部83、FFT部84および並直列変換部85を介してディスクランブラー86の入力に接続される。ディスクランブラー86の出力には、復調された伝送情報が得られる。

【0010】このような構成の受信機の動作については、各部が図6に示す送信機の各構成要素と反対の処理を順次行うので、ここではその詳細な説明を省略する。このように多搬送波伝送方式では、周波数が同じであつて位相が互いに直交する搬送波信号が共通の伝送路を介して個別に伝送され、かつ送信端と受信端とでそれぞれ

F F Tと逆F F Tとを対向して行うことにより、このような伝送が複数の搬送波信号について並行して可能であることをを利用して多量の伝送情報が効率的に伝送される。

【0011】なお、これらの従来例では、上述したフレーム単位の同期にかかる記載が省略されているが、このような同期については、本願に直接的な関係がなく、かつ公知の完成された何れの技術も適用可能であるから、ここではその説明を省略する。また、これらの従来例では、伝送路の歪み等に起因した伝送品質の劣化に対する処理が示されていないが、このような処理については、本願に直接的な関係がなく、公知の信号識別器等を搭載することにより比較的容易に離散的な伝送情報を確度よく複号化可能であるから、ここではその説明を省略する。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】ところで、このような従来例では、256個のサブチャネルで個別に伝送されるべき6ビットの情報が±7、±5、±3、±1の何れかの振幅値を有するシンボルで与えられ、かつスクランブル71の出力端において伝送情報が十分にランダム化されている条件におけるコンピュータシミュレーションによると、これらのサブチャネルの振幅値の和については、その平均値が約「85」となり、極大値は「1792」となる。なお、このような極大値は、全てのシンボルの振幅値が「+7」である場合において、これらのシンボルの余弦成分が時間軸上で重なる時点における値「1792 (=7×256)」である。したがって、伝送路に送出される信号の振幅値のピーク値対平均値（以下、単に「P/A」という。）は、約「21 (≈1792/85)」となる。

【0013】しかし、このようなP/Aの値はシンボル長が6ビットである64値QAM方式における値「1.53」に比較して大幅に大きな値であることから明らかであるように、多搬送波伝送方式では、搬送波（サブチャネル）の数が大きいほど大きなダイナミックレンジが必要であった。さらに、送信機や受信機を構成する増幅器、変復調器には極めて性能が高いものが要求され、かつD/A変換器やA/D変換器として語長が大きなものが要求されるために、ハードウエアの構成が複雑となりコスト高であった。

【0014】また、図6に示す送信機では、D/A変換器75は、上述した振幅値の上限を設定するクリップ機能を有するが、その振幅値が過小な値に制限された場合には伝送品質が大幅に劣化する。したがって、その伝送品質の劣化に起因するビット誤りを抑圧するには、例えば、リードソロモン誤り訂正符号化方式等を適用しなければならないために、その誤り訂正符号化方式に適応した回路が搭載されてハードウエアの構成が複雑なものとなっていた。

【0015】さらに、例えば、P/Aが「21」に達するようなフレームのP/Aが「4」に制限された場合には、大半のサブチャネルにおいてビット誤りが生じて伝送品質が著しく劣化する。従来、このような伝送品質の劣化を抑圧する方法としては、一般に上述した振幅値の制限が行われるフレームが連続して発生し難いことを利用してフレーム単位に伝送情報の入れ替えを行なうインターリーブが適用されていた。

【0016】しかし、このようなインターリーブが適用された場合には、上述した入れ替えが例えば64フレームに渡って行われる場合には、送信機および受信機に64フレーム分の伝送情報を蓄積可能な大きなサイズのメモリを搭載しなければならないために、ハードウエアの構成が複雑となって高価であるばかりでなく、その入れ替えを行うために大きな伝送遅延が生じた。また、振幅値が制限される頻度が高い場合にはインターリーブを適用してもビット誤りを訂正できる可能性が大幅に減少し、かつ実際には振幅値の制限が行われる確率を「 1×10^{-5} 」以下に抑えなければならないためにP/Aを「4.4」以下とすることはできなかった。

【0017】本発明は、伝送品質の低下を抑えつつ伝送路に送出される信号の極大値を効率的に抑圧できる多搬送波伝送装置を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】図1、請求項1～3に記載の発明の原理ブロック図である。

【0019】請求項1に記載の発明は、自己相関特性が急峻であって相互相関特性と論理値の分布とがなだらかである複数のビット列に同じ伝送情報を個別に並行して乗じ、その伝送情報のビットパターンをランダム化してランダム伝送情報を生成する複数のランダム化手段11₁～11_Nと、複数のランダム化手段11₁～11_Nによって個別に生成されたランダム伝送情報と、複数のビット列のランダム伝送情報の生成に適用されたビット列の識別情報を組み合わせてF F Tし、これらの情報を示す離散時間信号を得る複数の逆F F T手段13₁～13_Nと、複数の逆F F T手段13₁～13_Nによって個別に得られた時間離散信号の振幅を求め、これらの信号の内、その振幅について最大値またはその最大値と分散とが最小である離散時間信号を選択して伝送路に送出する送信手段15とを備えたことを特徴とする。

【0020】請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の多搬送波伝送装置において、複数の逆F F T手段13₁～13_Nには、逆F F Tに先行して識別情報を冗長化する手段を含むことを特徴とする。請求項3に記載の発明は、請求項1に記載の多搬送波伝送装置において、複数の逆F F T手段13₁～13_Nには、逆F F Tに先行して、その逆F F Tの演算対象となる識別情報を強調する手段を含むことを特徴とする。

【0021】

【作用】請求項1に記載の発明にかかる多搬送波伝送装置では、ランダム化手段111～11nが異なる複数のビット列を伝送情報に並行して乗じることによりその伝送情報のビットパターンをランダム化する。このようなランダム化により得られるビットパターンは、上述したビット列の自己相関特性が急峻であり、かつこれらのビット列の相互相関特性と論理値の分布とがなだらかであるために、符号空間上で互いに大きく隔たつものとなる。

【0022】また、逆FFT手段131～13nは、このようなランダム化によって個別に生成されたランダム伝送情報と、上述した複数のビット列の内、そのランダム伝送情報の生成に適用されたビット列の識別情報とを並行して個別に逆FFTしてこれらの情報を示す離散時間信号を得る。送信手段15は、このようにして得られた離散時間信号の振幅を比較し、これらの信号の内でその振幅が最小であるものあるいはその振幅の最大値および分散が最小であるものを選択して伝送路に送出する。

【0023】すなわち、ランダム化手段111～11nと逆FFT手段131～13nとの組み合わせからなる複数の系列で並行して離散時間信号に変換された伝送情報は、これらの離散時間信号の内、最大振幅が最小であったり、その最大振幅が同じであっても振幅が大きな値に偏って分布する程度が最小であるものが順次切り換えられて伝送路に送出され、かつその離散時間信号にはその復号に必要な識別情報が上述した逆FFTの過程で多重化される。

【0024】したがって、伝送路に送出される離散時間信号の振幅分布は、上述したランダム化が単一のランダム化手段によって行われていた従来例に比較して大幅に小さな値に偏り、かつ伝送路を介して対向する受信端では識別情報に基づいて伝送情報を復元することができる。請求項2に記載の発明にかかる多搬送波伝送装置では、逆FFT手段131～13nが逆FFTに先行して識別情報を冗長化するので、その識別情報は伝送路にも冗長化されて離散時間信号として送出される。

【0025】したがって、伝送路において生じる混信その他に起因して受信端で識別情報が得られない状態となる確率が低減され、伝送路の伝送特性の変動に対して伝送品質が高く維持される。請求項3に記載の発明にかかる多搬送波伝送装置では、逆FFT手段131～13nが逆FFTに先行してその逆FFTの演算対象となる識別情報を強調するので、その識別情報を伝送するチャネルのSN比は伝送路上で高く保持される。

【0026】したがって、伝送路において生じる混信その他に起因して受信端で識別情報が得られない状態となる確率が低減され、伝送路の伝送特性の変動に対して伝送品質が高く維持される。

【0027】

【実施例】以下、図面に基づいて本発明の実施例について

て詳細に説明する。

【0028】図2は、請求項1～3に記載の発明に対応した実施例を示す図である。図において、図6に示すものと機能および構成が同じものについては、同じ参照番号を付与して示し、ここではその説明を省略する。本実施例と図6に示す従来例との構成の相異点は、スクランブル71、直並列変換部72、逆FFT部73および並直列変換部74が個別に二重化されてスクランブル311、直並列変換部321、逆FFT部331および並直列変換部341からなる第一の系列と、スクランブル312、直並列変換部322、逆FFT部332および並直列変換部342からなる第二の系列とに分割され、これらの系列の最終段である並直列変換部341、342の出力が比較選択部35の対応する入力に接続されてその出力がD/A変換器75の入力に接続され、逆FFT部331、332の特定の入力にそれぞれスクランブル識別情報1（以下、単に「識別情報1」という。）およびスクランブル識別情報2（以下、単に「識別情報2」という。）が与えられた点にある。

【0029】なお、本実施例と図1に示すブロック図との対応関係については、スクランブル等311、312および直並列変換部321、322はランダム化手段111～11nに対応し、逆FFT部331、332は逆FFT手段131～13nに対応し、並直列変換部341、342、比較選択部35、D/A変換器75および低域フィルタ76は送信手段15に対応する。

【0030】図3は、本実施例に適応した受信機の構成例を示す図である。図において、図7に示す従来例と機能および構成が同じものについては、同じ参照番号を付与して示し、ここではその説明を省略する。

【0031】本受信機と図7に示す受信機との構成の相異点は、ディスクランブル86が2つのディスクランブル411、412によって冗長化され、これらのディスクランブルの後段に選択部42が配置されてその出力に伝送情報が得られ、選択部42の選択入力にFFT部84の特定の出力（または、並直列変換部85の特定の出力）が接続された点にある。

【0032】以下、図2および図3を参照して請求項1に記載の発明に対応した本実施例の動作を説明する。スクランブル311、312はそれぞれ異なる生成多項式に基づいて並行して伝送情報をランダム化し、直並列変換部321、322はこのようにしてランダム化された伝送情報を並行して直並列変換する。逆FFT部331、332は、このようにして直並列変換された伝送情報と識別情報1および識別情報2とにそれぞれ逆FFTの処理を施し、並直列変換部341、342を介して並直列変換する。

【0033】比較選択部35は、このような直並列変換の下で上述した2つの系列から得られたビット列を取り込み、そのビット列で構成されるフレーム単位に最大値

の値を比較して両フレームの内、その最大値の値が小さい方を順次選択する。このようにして選択されたフレームは、D/A変換器75および低域フィルタ76を介して伝送路に送出される。

【0034】なお、本実施例では、スクランブルから並直列変換部に至るラインアップが二重化されているが、これらの二重化された系列、上述したD/A変換器75および低域フィルタ76の動作とフレーム構成については、図6に示す従来例と同じでから、ここではその説明を省略する。一方、伝送路を介して対向する受信機では、低域フィルタ81、A/D変換器82、直並列変換部83、FFT部84および並直列変換器85は、その伝送路を介して対向する送信機と反対の処理を行うことにより、スクランブル311、312の何れか一方の出力端に対応するビット列と上述した識別情報（識別情報1あるいは識別情報2の何れか）とを復元する。ディスクランブル411、412は、それぞれ上述した送信機に搭載されたスクランブル等311、312に適用された生成多項式に基づいて並行して伝送情報の復元に必要な処理を行う。

【0035】選択部42は、FFT部84および直並列変換部85によって復元された識別情報を取り込んでその識別情報が識別情報1と識別情報2との何れであるかを判別し、上述した処理の結果の内、その判別の結果に対応する一方を選択して出力する。ところで、このようにして形成される多搬送波方式の伝送系では、低域フィルタ76の出力に得られる信号は、その振幅値が伝送情報に応じて個別に変調された複数（ここでは、従来例と同様に「256」とする。）のサブチャネルの信号の和として与えられるために、その伝送情報の内容に応じて大幅に振幅が増減する。

【0036】ここに、このようにして増減する振幅値の分布を正規分布と仮定すると、一般に、その分布の分散は上述した信号の平均電力に相当する。さらに、このような分布の下で確率密度の最大値がその分散の4倍以下となる確率は「0.99993」となり、その確率は、256個のサブチャネル（2つの直交するチャネルからなる。）を構成して512ポイントのデータからなる单一フレームでは、「0.965(=0.99993⁵¹²)」となるので、大半のフレームについて振幅値が制限されるものと判断される。

【0037】しかし、一般に、P/Aの値が「6」以下であるフレームにおいてその値が「4」以下に制限された場合におけるビット誤り率は、誤り訂正復号化の過程で訂正可能な程度に小さい。また、そのP/Aの値が「6」以上となる確率は「1.97×10⁻⁹」であってフレーム単位におけるその確率は「1.01×10⁻⁶(=(1-1.97×10⁻⁹)⁵¹²)」と小さい値となる。

【0038】さらに、本実施例では、上述したように2つの系列によって個別に生成された信号の内、P/Aの

値が小さい方が選択されて送信されるので、このような選択によって得られる信号のP/Aの値が「6」を上回る確率は $1.02 \times 10^{-12} (= (1.01 \times 10^{-6})^2)$ と著しく小さい値となる。したがって、本実施例によれば、ビット誤り率を例えば「 1×10^{-8} 」未満に抑えることが要求されるシステムにおいても、従来例のようにインタリーブを適用することなく高い伝送品質が実現される。

【0039】なお、本実施例では、並直列変換部341、342の後段でP/Aの値の大小関係が判別されているが、本発明はこのような構成に限定されず、例えば、これらの並直列変換部の前段で2つの系列から得られる信号のP/Aの値を求め、これらの信号の内、そのP/Aの値が小さい方を選択して並直列変換を行う構成とすることもできる。

【0040】また、本実施例では、識別情報に基づいて2つのスクランブルの出力の一方が選択されているが、スクランブルを選択することにより、片方のスクランブルのみに信号を入力する構成としてもよい。さらに、本実施例では、比較選択部35は、フレーム単位に各系列から得られる最大値を比較してその最大値が最小である系列のビット列を選択しているが、本発明はこのような構成に限定されず、例えば、最大値が同じである複数の系列が存在する場合には、各系列の分散が小さい方を選択する構成としてもよい。

【0041】図4は、請求項1に記載の発明に対応した他の実施例を示す図である。図において、図2に示すものと機能および構成が同じものについては、同じ参照番号を付与して示し、ここではその説明を省略する。本実施例と図2に示す実施例との構成の相異点は、逆FFT部331、332に代えて逆FFT部511、512が備えられ、これらの逆FFT部の出力に比較選択部35に代わる比較選択部52が直結されてその出力が逆FFT部53と、並直列変換部341、342に代わる並直列変換部54とを介してD/A変換器65の入力に接続され、かつ比較選択部52のモニタ出力が識別情報生成部55を介して逆FFT部53の特定の入力に接続された点にある。

【0042】なお、本実施例と図1に示すブロック図との対応関係については、スクランブル等311、312および直並列変換部321、322はランダム化手段111～11nに対応し、逆FFT部511、512、53および識別情報生成部55は逆FFT手段131～13nに対応し、比較選択部52、並直列変換部54、D/A変換器75および低域フィルタ76は送信手段15に対応する。

【0043】以下、本実施例の動作を説明する。一般に、FFTは、偶数(=N)個の数値からなるN点数列を二分して個別にDFT(離散フーリエ変換)を施す演算をその演算の対象となる数列が2点数列となるまで反復することにより行われ、逆FFTはこのような一連の演

算を逆の手順で実行することにより実現される。

【0044】逆FFT部51₁、51₂は、このようにして多段に分割して行われる逆FFT（請求項1に記載の発明に対応した実施例では、逆FFT部33₁、33₂によって行われる。）において、定数である正弦値および余弦値として語長の短いものを用い、乗算、加算の演算語長も短くした処理を行う。比較部52は、このような演算の結果として与えられる2つのビット列についてP/Aの値を求めて比較し、その比較の結果を識別情報生成部55に与えると共に、このような結果に基づいてP/Aの値が小さい方のビット列を逆FFT部53に与える。

【0045】識別情報生成部55は、上述した比較の結果に応じてスクランブル31₁、31₂に適用された生成多項式を示す識別情報（識別情報1、識別情報2の何れか）を生成する。逆FFT部53は、このようにして生成された識別情報と比較選択部52によって与えられるビット列とを取り込んで、例えば、定数である正弦値、余弦値として16ビットを与え、乗算、加算も16ビット長で行うことにより高い演算精度の逆FFT演算を行う。並直列変換部54はこのような後半の演算の結果に対して図2に示す並直列変換部34₁、34₂と同じ並直列変換を行い、その並直列変換によって得られるビット列はD/A変換器75および低域フィルタ76を介して伝送路に送出される。

【0046】このように本実施例によれば、図2に示す実施例に比較して逆FFT部33₁、33₂が逆FFT部51₁、51₂および逆FFT部53に分散して配置され、上述した後半の演算が比較選択部52の後段で行われるので、P/Aの値の比較にかかる精度が若干低下するが逆FFT部が冗長化されたことに起因するハードウエア規模の増大が抑圧され、かつインタリーブを適用することなく高い伝送品質が実現される。

【0047】なお、P/Aの値の比較にかかる精度については、極大値が大幅に異なる状態を確度よく検出することを目的としてその比較が行われるために、例えば、その極大値が「6」以上となることを精度よく検出することが要求される場合には、4ビット長ないし6ビット長の算術演算を行えば十分である。また、逆FFTの演算精度については、実用的な伝送品質を確保するためには、一般に、16ビット長の演算が必要である。

【0048】さらに、上述した実施例では、逆FFT部51₁、51₂が別体のハードウエアととして構成されているが、本発明はこのような構成に限定されず、例えば、逆FFT演算が高速化されたり、その演算にかかる処理量が少ない場合にはこれらの逆FFT部を一体化して構成し、所望の演算を直列に時分割多重方式により行ってもよい。

【0049】さらに、逆FFT部53については、上述したように逆FFT演算が高速されたり、その演算にか

かわる処理量が少ない場合には、逆FFT部51₁、51₂の何れか一方あるいは双方と一体化して構成することもできる。以下、図2を参照して請求項2に記載の発明に対応した実施例の動作を説明する。

【0050】本実施例の特徴は、識別情報を伝送するために割り付けられる（図2に示す実施例では逆FFT部33₁、33₂によって割り付けられる。）サブチャネルの利用方法にあり、これらの逆FFT部以外の各部の動作については、既述の実施例に示した通りであるから、10ここではその説明を省略する。本実施例では、識別情報の伝送チャネルとして単一のサブチャネルが割り付けられるが、その識別情報はこのようなサブチャネルを構成する2つの直交チャネルの振幅値を共に最大とする変調処理をすることにより伝送される。

【0051】したがって、このような識別情報は、伝送路上で重複される雑音に対して高いS/N比を確保して伝送され、かつ受信端では、上述した2つの直交チャネルのベクトル和をとることにより雑音成分がさらに抑圧されるので、高い伝送品質で確度高く受信される。このように本実施例によれば、識別情報が冗長化されて安定に受信端に伝送されるので、伝送容量の低下を最小限度に抑えつつ回線の信頼性が高められる。

【0052】なお、本実施例では、2つ直交するチャネルに振幅値を正の最大値とする変調処理が並行して施されているが、本発明はこのような構成に限定されず、例えば、識別情報1についてはこれらのチャネルの振幅値を共に正の最大値とする変調を施し、反対に識別情報2についてはこれらの振幅値を共に負の最大値とする変調を施し、かつ受信端において両振幅値の和が正負の何れの値をとるか判定することにより同様に信頼性高く識別情報の伝送が行われる。

【0053】以下、図2および図4を参照して請求項3に記載の発明に対応した実施例の動作を説明する。本実施例の特徴は、識別情報を伝送するために割り付けられる（図2に示す実施例では逆FFT部33₁、33₂によって割り付けられ、図4に示す実施例では逆FFT部53によって割り付けられる。）サブチャネルの数にあり、これらの逆FFT部以外の各部の動作について、既述の実施例に示した通りであるから、ここではその説明を省略する。

【0054】本実施例では、識別情報の伝送チャネルとして複数のサブチャネルが割り付けられる。このようなサブチャネルの数が例えば「2」である場合には、サブチャネルの総数が従来例と同様に「256」である場合には、伝送情報の伝送チャネルとして割り付け可能なサブチャネルの数の減少に伴う伝送容量の減少分は高々1パーセント（≈2/256）となる。

【0055】また、このような識別情報は、上述した複数のサブチャネルを介して冗長化されて伝送される。したがって、本実施例によれば、識別情報が高い信頼性の

下で安定に受信端に伝送され、回線の信頼性が高められる。なお、上述した各実施例では、送信機および受信機にそれぞれ2つの系列が形成されているが、本発明はこのような構成に限定されず、識別情報が対向する受信機に所望の確度で伝達されるならば、3つ以上の系列を形成してもよい。

【0056】また、上述した各実施例では、スクランブル31₁、31₂は異なる生成多項式に基づいて伝送情報を個別にランダム化している。しかし、本発明は、例えば、これらのスクランブルが図6に示すようにシフトレジスタ61と、その任意の段に出力されるビット列にビット演算を施して初段に帰還する排他的論理和ゲート62と、このようなシフトレジスタの最終段あるいは任意の段に得られるビット列と伝送情報とのモジュロ2による乗算を施して出力する排他的論理和ゲート63とから構成される場合には、そのシフトレジスタの段数と排他的論理和ゲート62の入力に接続されるシフトレジスタの段の組み合わせとを共通とし、かつフレームの開始時点でのシフトレジスタに異なるビットパターンのビット列を設定することにより構成可能であり、このような構成の下でハードウェアの標準化とその標準化に応じた低廉化とをはかることができる。

【0057】さらに、スクランブル31₁、31₂については、このような構成の他に、例えば、上述した段数、段の組み合わせを異なったものに設定すると共に、フレームの開始時点でのシフトレジスタに設定されるビット列のビットパターンを同じものに設定したり、一方のスクランブルのみフレームの開始時点毎に所定のビットパターンを設定する構成としてもよい。

【0058】また、上述した各実施例では、振幅値の比較がデジタル領域で行われているが、本発明はこのような構成に限定されず、識別情報を多重化することが確実にできるならば、例えば、アナログ領域で同様の比較およびその結果に応じた選択を行ってもよい。さらに、上述した各実施例では、D/A変換器75および低域フィルタ76を介して得られるアナログ信号が伝送路に伝送されているが、並直列変換部54の入力あるいは出力に得られるデジタル信号をアナログ変換せずに伝送路に送出する場合にも本発明は適用可能である。

【0059】

【発明の効果】上述したように請求項1に記載の発明では、伝送情報が複数の系列で並行してランダム化されて離散時間信号に変換され、これらの離散時間信号の内、振幅の最小であるものあるいはその振幅が大きな値に偏って分布する程度が最小であるものが順次選択されて伝送路に送出され、さらに、その離散時間信号にはその復号に必要な識別情報が上述した逆FFTの過程で多重化される。したがって、伝送路に送出される時間離散信号の振幅分布は、上述したランダム化が単一のランダム化手段によって行われていた従来例に比較して大幅に小

さな値に偏り、かつ伝送路を介して対向する受信端では識別情報に基づいて伝送情報を復元することができる。

【0060】また、請求項2に記載の発明にかかる発明では、逆FFTに先行して識別情報が冗長化されるので、このような識別情報は伝送路にも冗長化されて離散時間信号として送出され、その伝送路において生じる混信その他に起因して受信端で識別情報が得られない可能性が低減され、伝送路の伝送特性の変動に対して伝送品質が高く維持される。

10 【0061】請求項3に記載の発明では、伝送路上で高いSN比を確保しつつ識別情報が伝送されるので、その伝送路において生じる混信その他に起因して受信端で識別情報が得られない可能性が低減され、伝送路の伝送特性の変動に対して伝送品質が高く維持される。すなわち、これらの発明が適用された伝送システムや通信システムでは、伝送路に送出される信号の極大値と平均値との比が従来例に比較して大幅に小さな値に分布し、振幅値が制限される頻度が低減される。

20 【0062】したがって、従来、伝送品質を確保するために必要であった高性能の変復調器、語長が長いD/A変換器、上述した振幅の制限に起因するビット誤りを訂正する誤り訂正回路およびインタリープに不可欠のメモリその他を搭載することなく送信機や受信機が実現可能となり、ハードウェアの構成の簡略化と低廉化とをはかりつつ伝送効率と伝送の実時間性が高められる。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1～3に記載の発明の原理ブロック図である。

30 【図2】請求項1～3に記載の発明に対応した実施例を示す図である。

【図3】本実施例に適応した受信機の構成を示す図である。

【図4】請求項1に記載の発明に対応した他の実施例を示す図である。

【図5】スクランブルの構成例を示す図である。

【図6】多搬送波伝送方式に適応した従来の送信機の構成例を示す図である。

【図7】多搬送波伝送方式に適応した従来の受信機の構成例を示す図である。

40 【符号の説明】

11 ランダム化手段

13 逆FFT手段

15 送信手段

31, 71 スクランブル

32, 72, 83 直並列変換部

33, 51, 53, 73 逆FFT部

34, 54, 74, 85 並直列変換部

35, 52 比較選択部

41, 86 ディスクランブル

50 42 選択部

13

14

55 識別情報生成部

76, 81 低域フィルタ (L P F)

71 シフトレジスタ

82 A/D変換器 (A/D)

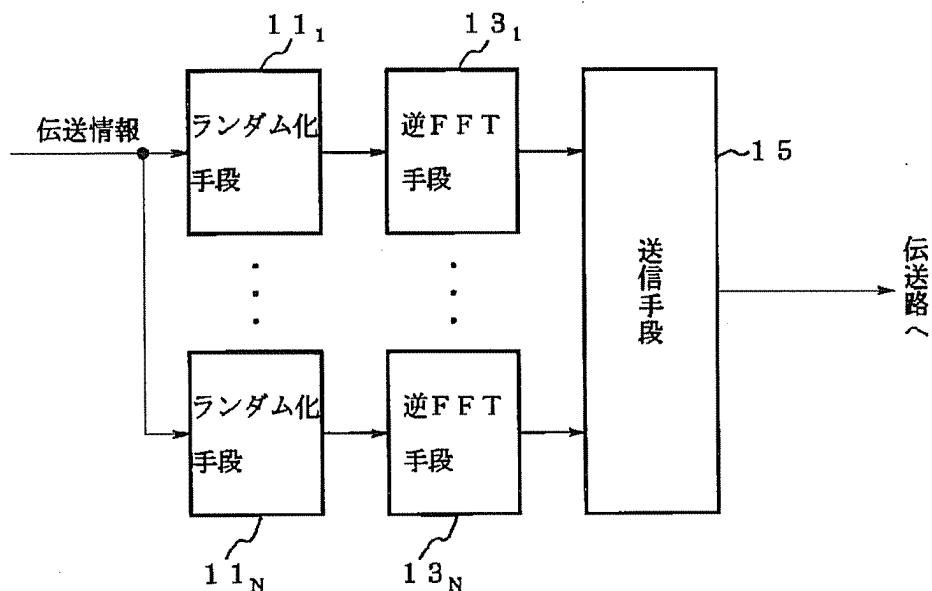
72, 73 排他的論理和ゲート

84 F F T部

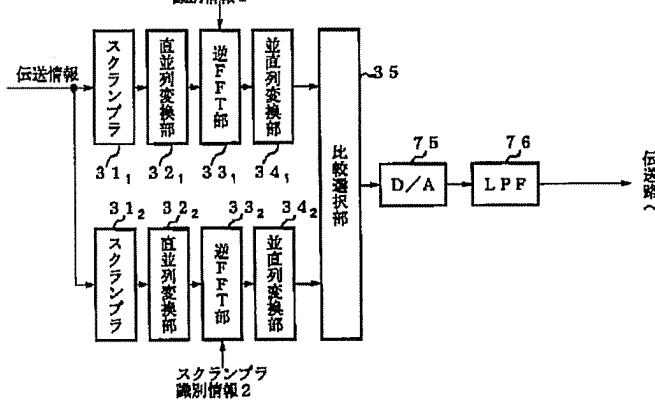
75 D/A変換器 (D/A)

【図1】

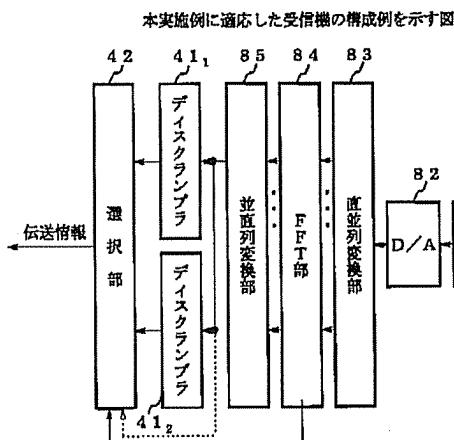
請求項1～3に記載の発明の原理ブロック図



【図2】

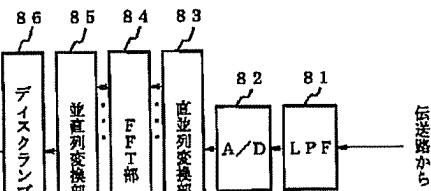
請求項1～3に記載の発明に対応した実施例を示す図
スクランブル
識別情報1

【図3】



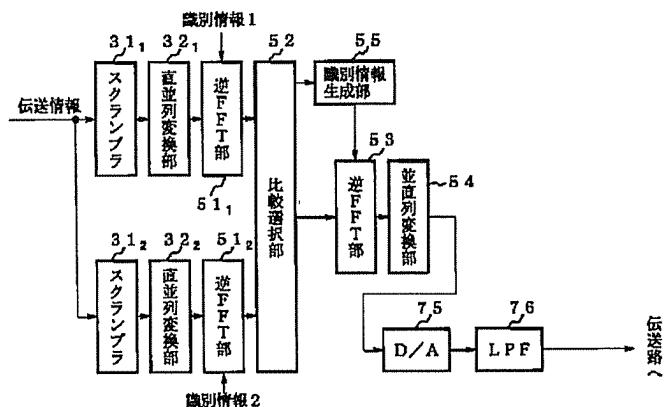
【図7】

多搬送波伝送方式に適応した従来の受信機の構成例を示す図



【図4】

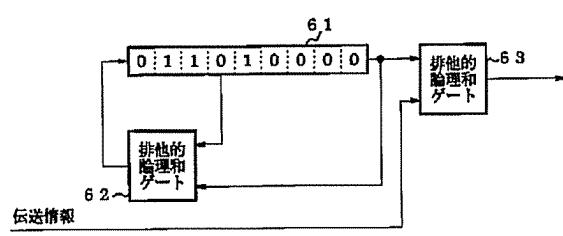
請求項1に記載の発明に対応した他の実施例を示す図



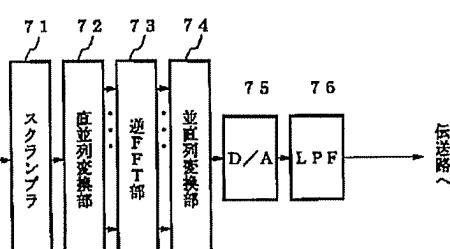
【図5】

【図6】

スクランブルの構成例を示す図



多搬送波伝送方式に適応した従来の送信機の構成例を示す図



OFDM SIGNAL TRANSMISSION METHOD AND OFDM SIGNAL TRANSMITTER THEREOF

Publication number: JP11215091 (A)

Publication date: 1999-08-06

Inventor(s): NAMEKATA MINORU; SATO KAZUMI

Applicant(s): TOKYO SHIBAURA ELECTRIC CO

Classification:

- **international:** H04J11/00; H03M13/27; H04L25/03; H04L27/26; H04L27/34; H04J11/00; H03M13/00; H04L25/03; H04L27/26; H04L27/34; (IPC1-7): H03M13/22; H04J11/00

- **European:** H04L25/03E3; H04L27/26M2; H04L27/34C1

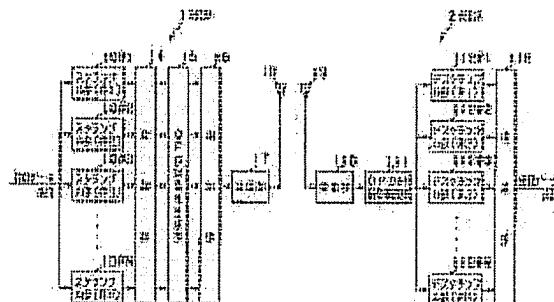
Application number: JP19980010625 19980122

Priority number(s): JP19980010625 19980122

Abstract of JP 11215091 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve transmission average power by controlling the amplitude of an orthogonal frequency division multiple(OFDM) time waveform and to improve the throughput by reducing transmission errors.

SOLUTION: A sending side applies scramble systems #1 to #N to a sending data system. Outputs of scrambling parts 10#1 to 10#N are modulated, and plural OFDM symbols are produced. A selecting part 16 selects one of plural OFDM symbols and sends it. A receiving side descrambles digital data obtained from a received signal by descrambling parts 112#1 to 112#N. One among plural descrambled outputs is a correct data system. A selecting part 116 outputs the data system that is correctly descrambled as a receiving data system. It is possible to change an OFDM time waveform by changing a scramble system.



Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-215091

(43)公開日 平成11年(1999)8月6日

(51)Int.Cl.⁶
H 0 4 J 11/00
// H 0 3 M 13/22

識別記号

F I
H 0 4 J 11/00
H 0 3 M 13/22

Z

審査請求 未請求 請求項の数15 O.L (全 19 頁)

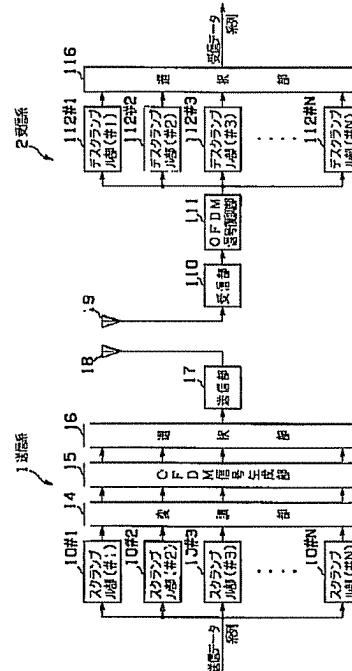
(21)出願番号	特願平10-10625	(71)出願人	000003078 株式会社東芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
(22)出願日	平成10年(1998)1月22日	(72)発明者	行方 稔 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
		(72)発明者	佐藤 一美 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
		(74)代理人	弁理士 伊藤 進

(54)【発明の名称】 OFDM信号伝送方法及びOFDM信号伝送装置

(57)【要約】

【課題】 OFDM時間波形の振幅を抑制して送信平均電力を高くし、伝送誤りを低減してスループットを向上させる。

【解決手段】 送信側では、送信データ系列にスクランブル系列#1乃至#Nが掛けられる。スクランブル部10#1乃至10#Nの出力は変調されて複数のOFDMシンボルが生成される。選択部116は複数のOFDMシンボルのうちの1つを選択して送信させる。受信側では、受信信号から得たデジタルデータをデスクランブル部112#1乃至112#Nによってデスクランブルする。複数のデスクランブル出力のうちの1つは正しいデジタルデータ系列である。選択部116は、正しくデスクランブルされたデータ系列を受信データ系列として出力する。スクランブル系列を変更することによってOFDM時間波形を変化させることができ、送信平均電力を高くし、伝送誤りを低減することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち送信側において、

送信データ系列を異なるO F D Mシンボルの時間波形に変換するための複数の変換処理によって同一送信データ系列に対する複数のO F D Mシンボルの時間波形を生成する処理と、

前記複数のO F D Mシンボルの時間波形から1つを選択して送信するO F D M信号を得る第1の選択処理とを具備し、

O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち受信側において、

前記送信O F D M信号を受信し、前記複数の変換処理に夫々対応する複数の逆変換処理によって前記送信O F D M信号から複数のディジタルデータ系列を得る処理と、前記複数のディジタルデータ系列から1つを選択して前記送信データ系列を得る第2の選択処理とを具備したことを特徴とするO F D M信号伝送方法。

【請求項2】 前記第1の選択処理は、前記複数のO F D Mシンボルの時間波形のうち瞬時最大振幅が最小であるO F D Mシンボルの時間波形を選択することを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項3】 前記第2の選択処理は、前記複数のディジタルデータ系列のうち誤り符号を含まないディジタルデータ系列を選択することを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項4】 前記複数の変換処理は、前記送信データ系列に複数のスクランブル系列を掛ける処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項5】 前記複数の逆変換処理は、前記複数のディジタルデータ系列に複数のデスクランブル系列を掛ける処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項6】 前記複数の変換処理は、前記送信データ系列に対して相互に異なる符号化方法で符号化を施す処理であり、

前記複数の逆変換処理は、前記複数のディジタルデータ系列に相互に異なる復号化方法で復号化を施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項7】 前記複数の変換処理は、前記送信データ系列に複数の符号化方法で符号化を施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項8】 前記複数の逆変換処理は、前記複数のディジタルデータ系列に複数の復号化方法で復号化を施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項9】 前記複数の変換処理は、前記送信データ系列に対して相互に異なるビットインターリーブ手順でビットインターリーブを施す処理であり、

前記複数の逆変換処理は、前記複数のディジタルデータ系列に相互に異なるビットインターリーブ手順でビットインターリーブを施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項10】 前記複数の変換処理は、前記送信データ系列に複数のビットインターリーブ手順でビットインターリーブを施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項11】 前記複数の逆変換処理は、前記複数のディジタルデータ系列に複数のビットインターリーブ手順でビットインターリーブを施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項12】 前記複数の変換処理は、前記送信データ系列から得たサブキャリア系列に対して相互に異なるサブキャリアインターリーブ手順でサブキャリアインターリーブを施す処理であり、

前記複数の逆変換処理は、前記送信O F D M信号から得たサブキャリア系列に相互に異なるサブキャリアディンターリーブ手順でサブキャリアディンターリーブを施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項13】 前記複数の変換処理は、前記送信データ系列から得たサブキャリア系列に複数のサブキャリアインターリーブ手順でサブキャリアインターリーブを施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項14】 前記複数の逆変換処理は、前記送信O F D M信号から得たサブキャリア系列に複数のサブキャリアディンターリーブ手順でサブキャリアディンターリーブを施す処理であることを特徴とする請求項1に記載のO F D M信号伝送方法。

【請求項15】 O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち送信側において、

送信データ系列を異なるO F D Mシンボルの時間波形に変換するための複数の変換処理によって同一送信データ系列に対する複数のO F D Mシンボルの時間波形を生成する送信手段と、

前記複数のO F D Mシンボルの時間波形から1つを選択して送信するO F D M信号を得る第1の選択手段とを具備し、

O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち受信側において、

前記送信O F D M信号を受信し、前記複数の変換処理に夫々対応する複数の逆変換処理によって前記送信O F D M信号から複数のディジタルデータ系列を得る受信手段と、

前記複数のディジタルデータ系列から1つを選択して前記送信データ系列を得る第2の選択手段とを具備したことを特徴とするO F D M信号伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ディジタルデータ系列をOFDM信号を用いて無線伝送するためのOFDM信号伝送方法及びOFDM信号伝送装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、屋内ならびに屋外での高速無線データ通信システムが注目されている。高速なデータ通信を実現する無線通信システムでは、電波伝播環境により生じる多重反射電波伝播（マルチパス伝播）による符号間干渉の軽減が必須である。

【0003】この符号間干渉による受信特性の劣化は、データ伝送速度が高速になるほど、またサービスエリアが広くなるほど大きくなる。従来から耐マルチパス受信技術として、最尤系列推定器（MLE）や判定帰還形等化器（DFE）等の適応自動等化器が多く検討されているが、高周波を利用した高速なデータ通信システムに適用すると、装置規模が大きくなってしまう。従って、小型化、低消費電力化、低コスト化が望まれる携帯端末への適応自動等化器の搭載は非現実的である。しかも、大ゾーンセルラー通信のような確立的な電波伝播モデルが設定できない小ゾーン通信では、対象とすべき電波伝播モデルが明確にならないため、適応自動等化器の設計ができない。仮に実現しても使用に耐えるものかどうか不明である。

【0004】そこで、原理的に劣悪なマルチパス電波伝播環境に耐性を持ち、高品質なデータ伝送が実現できるOFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）（直交周波数分割多重）伝送方式が検討されている。OFDM信号には、送信波形の一部を複製したガード期間（冗長期間）が設けられており、このガード期間がマルチパス伝播歪みを吸収する。

【0005】また、OFDM伝送方式は、サブキャリア間隔を短く、かつサブキャリア本数を多く設定することで各サブキャリアでのデータ伝送速度の低速化、並列ディジタル信号処理（高速フーリエ変換及び高速逆フーリエ変換）が可能である利点を持つ。

【0006】しかし、OFDM信号は、広帯域で互いに独立なデータ系列で変調されたサブキャリアで構成されるため、OFDM信号時間波形の振幅特性は、サブキャリア数が増えるほどガウス性（正規分布）となる。それゆえ、シングルキャリア伝送方式と異なり、振幅変動と最大振幅値が大きく、送受信装置に幅広いダイナミックレンジを必要とする。従って、送信電力増幅器のバックオフを小さく設定した場合には、電力増幅による非線形歪みが生じてしまう。OFDM信号は非線形歪みを受けると、サブキャリア間の直交性が崩れ、急激に伝送特性が劣化する。このため、特に送信電力増幅器のバックオフを大きく設定しなければならず、送信電力増幅器の低効率化を余儀なくされる。

【0007】また、リニアライザやプレディストーラの

ような高効率に電力増幅させる技術や実装が検討されているが、装置規模の増大により、小型化、低消費電力化、低コスト化には不向きである。

【0008】この解決策として、OFDMシンボル（時間波形）ごとに送信電力を制御する方法が検討されている。この方式では、OFDMシンボルをそのシンボル内のピーク振幅で正規化することにより、全てのOFDMシンボルでピーク電力を一定にする。ピーク電力が全シンボルで一定であるので、送信電力増幅器のバックオフ量を低減し、且つ一定にすることが可能となる。

【0009】しかしながら、結果的にこの方法では送信シンボル毎の送信電力が異なるので、伝送品質を一定にすることはできない。従って、振幅変動が大きく、且つ大きな振幅のOFDMシンボルについては、平均電力の抑圧が大きく、結果的に伝送品質の劣化、即ち伝送誤りが生じ易くなる。特にデータの再送制御を行うような通信システムでは、伝播環境が変化しない限り、何回再送しても受信できないシンボルが存在することもある。

【0010】そこで別の解決策として、所定伝送情報（ビット）に冗長情報（ビット）を附加してOFDMシンボルの時間波形の振幅変動や最大振幅値を抑圧し、送信電力増幅器の高効率動作と非線形歪みの低減を図る技術が検討されている。

【0011】これは、OFDM信号の送信波形を変化させて最大振幅値の低減を図る方法であるが、送信情報と冗長情報との組合せテーブルを送受信装置で持たねばならない。このテーブルは膨大なメモリ空間を必要とし、装置規模が大きくなってしまう。更に、受信機では、伝送誤りによってテーブルに存在しない組合せを受信すると、シンボル全体が受信不能となる可能性がある。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】このように、従来、OFDM伝送においては、特別大規模な装置無しで送信電力増幅器を効率よく動作させるために、OFDMシンボル毎に時間波形の最大振幅を正規化して送信する方法が採用されることがあるが、この方法では、送信OFDMシンボル毎に伝送品質が変化するので、伝播誤りが生じ易く、更に再送制御が可能なデータ伝送には不向きであるという問題点があった。また、OFDMシンボル毎の送信情報に冗長情報を附加して、OFDMシンボルの時間波形の最大振幅値を抑圧する方法が採用されることもあるが、この方法では、送信情報と冗長情報との組合せテーブルを送受信装置が備える必要があり装置規模が増大してしまうと共に、テーブルに存在しない系列を受信すると受信データ系列全てを廃棄しなければならなくなるという問題点があった。

【0013】本発明はこのような問題点を解決するためになされたものであって、OFDM時間波形の振幅変動を抑圧し、送信平均電力を向上させることによりデータ伝送時の伝送誤りを軽減することができるOFDM信号

伝送方法及びO F D M信号伝送装置を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1に係るO F D M信号伝送方法は、O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち送信側において、送信データ系列を異なるO F D Mシンボルの時間波形に変換するための複数の変換処理によって同一送信データ系列に対する複数のO F D Mシンボルの時間波形を生成する処理と、前記複数のO F D Mシンボルの時間波形から1つを選択して送信するO F D M信号を得る第1の選択処理とを具備し、O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち受信側において、前記送信O F D M信号を受信し、前記複数の変換処理に夫々対応する複数の逆変換処理によって前記送信O F D M信号から複数のディジタルデータ系列を得る処理と、前記複数のディジタルデータ系列から1つを選択して前記送信データ系列を得る第2の選択処理とを具備したものであり、本発明の請求項15に係るO F D M信号伝送装置は、O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち送信側において、送信データ系列を異なるO F D Mシンボルの時間波形に変換するための複数の変換処理によって同一送信データ系列に対する複数のO F D Mシンボルの時間波形を生成する送信手段と、前記複数のO F D Mシンボルの時間波形から1つを選択して送信するO F D M信号を得る第1の選択手段とを具備し、O F D M信号を送受信する無線局相互間のうち受信側において、前記送信O F D M信号を受信し、前記複数の変換処理に夫々対応する複数の逆変換処理によって前記送信O F D M信号から複数のディジタルデータ系列を得る受信手段と、前記複数のディジタルデータ系列から1つを選択して前記送信データ系列を得る第2の選択手段とを具備したものである。

【0015】本発明の請求項1において、送信側では、送信データ系列を異なるO F D Mシンボルの時間波形に変換するため複数の変換処理が行われる。これらの変換処理によって得られた複数のO F D Mシンボルの時間波形のうち1つが、第1の選択処理によって選択されて送信される。これにより、送信するO F D Mシンボルの時間波形を変化させることができ、O F D Mシンボルの最大振幅を低減させることができる。受信側では、送信側の変換処理に対応する複数の逆変換処理によってディジタルデータ系列を得る。第2の選択処理によって、ディジタルデータ系列から元の送信データ系列が得られる。

【0016】本発明の請求項15においては、送信手段によって送信データ系列は複数の変換処理に基づく複数のO F D Mシンボルの時間波形に変換される。第1の選択手段は、複数のO F D Mシンボルの時間波形の1つを選択して送信する。受信側においては、複数の逆変換処理によってディジタルデータ系列が得られる。第2の選

択手段は複数のディジタルデータ系列から1つを選択して受信データ系列として出力する。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態について詳細に説明する。図1は本発明に係るO F D M信号伝送装置の一実施の形態を示すブロック図である。図1の実施の形態は本発明を無線通信システムを構成する基地局又は無線端末に適用した例である。

【0018】本実施の形態において、基地局は、送信データ系列に所定のスクランブル系列を掛けすことによって、送信するO F D Mシンボルの時間波形の最大振幅値を低くするようになっている。

【0019】図1において、送信系1は複数のスクランブル系列#1乃至#Nを用いて夫々スクランブルを施すスクランブル部10#1乃至10#Nを有している。スクランブル部10#1乃至10#Nにはスクランブルを掛ける単位に区切られたディジタル送信データ系列が入力される。例えば、一つのO F D Mシンボルで伝送できる単位に区切られて入力される。

【0020】スクランブル部10#1乃至10#Nは、夫々、入力された送信データ系列にスクランブル系列#1乃至#Nを掛け変調部14に出力するようになっている。こうして、送信データ系列は異なる送信系列に変換されて変調部14に供給される。

【0021】変調部14は入力された送信データ系列を所定の変調方式でサブキャリア変調する。変調部14の出力はO F D M信号生成部15に供給される。O F D M信号生成部15は、サブキャリアへのマッピング、高速逆フーリエ変換(I F F T)による時間信号への変換処理及びマルチパスによる遅延波成分を吸収するためのガード期間付加処理等の信号処理を行ってO F D Mシンボルを生成して選択部16に出力する。

【0022】選択部16は任意に、又は特定の評価基準により送信するO F D M信号を選択して送信部17に供給する。送信部17は、入力されたO F D MシンボルにD A変換処理、周波数変換処理、フィルタリング処理及び増幅処理等を施して、所定の送信周波数及び送信電力で、アンテナ18から送信信号を送信させる。

【0023】なお、選択部16の選択方法として種々の方法が考えられる。例えば、選択部16は、スクランブル系列#1から順番に選択させてもよく、ランダムに選択させてもよい。また、選択部16は、受信側から再送要求が発生した場合には、少なくとも同一データについては、前回と異なるスクランブル系列を選択させるようになっている。

【0024】また、選択部16は、O F D M信号生成部15からのO F D Mシンボルの最大振幅を検出し、この最大振幅が最小となるようにスクランブル系列を選択してもよい。更に、選択部16は、送信データ系列とO F D Mシンボルの最大振幅値との対応を示すテーブルを備

えて、最大振幅値が最小となるようにスクランブル系列を選択してもよい。

【0025】ここで、選択部16の選択方法として順次選択若しくはランダム選択の場合とテーブルを備えている場合は、この選択部16はスクランブル部10#1乃至10#Nと変調部14との間に位置してもよく、その場合は、変調部14とOFDM信号生成部15では1系統のOFDM信号を変調し生成すればよい。

【0026】一方、受信系においては、アンテナ19を介して受信された受信信号は受信部110に供給される。受信部110は、フィルタリング処理、增幅処理、周波数変換処理及びAD変換処理等を行って、受信信号をベースバンドのOFDMシンボルに変換してOFDM信号復調部111に供給する。

【0027】OFDM信号復調部111は、入力されたOFDMシンボルに対してガード期間の除去処理、フーリエ変換処理、デマッピング処理等の復調処理を行って元のデジタルデータ系列を得る。

【0028】受信系2においては、送信時に用いたスクランブル系列#1乃至#Nに夫々対応したデスクランブル系列#1乃至#Nを用いてデスクランブルを行うデスクランブル部112#1乃至112#Nを有している。

【0029】OFDM信号復調部111からの復調デジタルデータ系列はこれらのデスクランブル部112#1乃至112#Nに供給される。デスクランブル部112#1乃至112#Nは、夫々、デスクランブル系列#1乃至#Nを用いて入力されたデジタルデータ系列をデスクランブルして選択部116に出力するようになっている。

【0030】送信側では複数のスクランブル系列によってスクランブルされた送信データ系列うちの一つを選択して送信している。従って、受信側の複数のデスクランブル部112#1乃至112#Nの出力のうち唯一の出力のみが正しくデスクランブルされたものとなる。

【0031】選択部116は、デスクランブル部112#1乃至112#Nの出力のうち正しくデスクランブルされた出力を選択して受信データ系列として出力するようになっている。

【0032】例えば、選択部116の選択基準としては、デスクランブル後のデータ系列に含まれる誤り符号数を用いてもよいし、また、誤り検出結果を用いてもよい。

【0033】次に、このように構成された実施の形態の動作について図2及び図3を参照して説明する。図2及び図3は本発明の一実施の形態に係るOFDM信号伝送方法を示すフローチャートである。

【0034】基地局である送信系1からOFDMデータシンボルを送信し、無線端末である受信系2がOFDMデータシンボルを受信する場合の一例について説明する。

【0035】基地局では、送信データ系列にスクランブルが掛けられる。即ち、図2のステップS1において、スクランブルを掛ける単位に区切られた送信データ系列は、複数のスクランブル部10#1乃至10#Nによって夫々スクランブルされる。これにより、送信データ系列は同一データでありながら、異なる複数の送信系列に変換されて変調部14に供給される。

【0036】変調部14は、複数の送信系列に夫々所定の変調処理を施してOFDM信号生成部15に出力する(ステップS2)。OFDM信号生成部15は、複数の送信系列に対して夫々高速逆フーリエ変換(IFT)による時間信号への変換処理及びマルチパスによる遅延波成分を吸収するためのガード期間付加処理等の信号処理を行って複数のOFDMシンボルを生成する。これらのOFDMシンボルは選択部16に供給される。

【0037】次に、選択部16は、ステップS3において、入力された複数のOFDMシンボルのうちの1つを選択して送信部17に供給する。OFDM信号生成部15から出力される複数のOFDMシンボルの時間波形は、同一の送信データ系列であってもスクランブル系列によって異なり、その最大振幅も異なる。

【0038】送信部17は、ステップS4において、選択された1つのOFDMシンボルに対して、DA変換処理、周波数変換処理、增幅処理及びフィルタリング処理等の処理を行って、所定の送信周波数、送信電力で送信アンテナ18から送信する。また、前述したとおり、ステップS2とステップS3の順序を入れ替えてよい。

【0039】送信系1においては、複数のスクランブル系列#1乃至#Nを用いて複数のOFDMシンボルを生成し、このうちの1つを選択して送信している。即ち、時間波形の最大振幅が小さいOFDMシンボルを選択して送信することによって、送信部17における増幅を全く無く高効率で行うことができ、伝送誤りを低減することができる。

【0040】一方、受信系2である無線端末は、受信部110によって伝送されたOFDM信号を受信する(図3のステップS5)。OFDM信号復調部111は、受信OFDMシンボルに対して、ガード期間の除去処理、フーリエ変換処理、デマッピング処理等の復調処理を行って元のデジタルデータ系列を得る。

【0041】本実施の形態においては、復調されたデジタルデータ系列は複数のデスクランブル部112#1乃至112#Nに供給される。デスクランブル部112#1乃至112#Nは、ステップS6において、入力されたデジタルデータ系列に対して、夫々デスクランブル系列#1乃至#Nを用いてデスクランブルする。

【0042】デスクランブル系列#1乃至#Nは夫々スクランブル系列#1乃至#Nに対応したものであり、デスクランブル部112#1乃至112#Nのいずれか1つの出力は、正しくデスクランブルされたものとなる。

【0043】選択部116はデスクランブル部112#1乃至112#Nの出力が与えられて、正しくデスクランブルされた出力を選択する（ステップS7）。選択部116は選択したディジタルデータ系列を受信データ系列として出力する。

【0044】受信側においては、送信側で用いるスクランブル系列に対応した複数のデスクランブル系列を有して、全てのデスクランブル系列を用いて受信データをデスクランブルしているので、いずれのスクランブル系列でスクランブルされた受信データが入力された場合でも、送受信機で組み合わせテーブルを備えることなく、受信系2において確実にデスクランブル可能である。

【0045】ところで、送信系1において、選択部16が最適なスクランブル系列を選択しない場合には、送信OFDM信号に伝送誤りが生じる可能性もある。この場合には、受信系において、伝送誤りが検出されると、再送要求が発生することがある。

【0046】このような再送要求が発生すると、送信系1は、再送要求があったデータを再送する。この場合には、選択部16は、再送前のデータに用いたスクランブル系列以外のスクランブル系列を用いてスクランブルされた出力を選択する。これにより、選択したOFDMシンボルの時間波形は、前回出力したOFDMシンボルの時間波形よりも最大振幅が小さくなる可能性が高い。従って、受信系2において再送されたデータを誤り無く受信できる可能性が高くなる。

【0047】このように、本実施の形態においては、複数のスクランブル系列を用いて同一データに対する複数のOFDMシンボルを生成し、これらの複数のOFDMシンボルから送信するOFDMシンボルを選択するようになっているので、OFDM時間波形の振幅変動及び最大振幅値を抑圧し、送信平均電力を向上させることができる。なお、選択部がランダムに選択を行う場合でも、確率的にはOFDMシンボルの時間波形の振幅変動及び最大振幅値を抑圧することができる。

【0048】これにより、伝送誤りを軽減させて、スループットを向上させることができると共に、送受信装置の低消費電力化を図ることもできる。また、予め送受信装置間で使用するスクランブル系列のネゴシエーションを必要としないので、ネゴシエーションに関する情報の伝送が不要になる。

【0049】なお、スクランブル部10#1乃至10#Nに入力される送信データ系列には、秘匿のためのスクランブルが施されていてもよい。

【0050】図4は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図1の実施の形態における送信側の構成を具体的に示すものである。図4において図1と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0051】本実施の形態においては、図1の変調部1

4を複数の変調部25#1乃至25#Nによって構成し、OFDM信号生成部15を複数のOFDM信号生成部210#1乃至210#Nによって構成し、選択部16を選択部216及び瞬時最大振幅検出部215によって構成した点が図1の実施の形態と異なる。

【0052】本実施の形態においては、スクランブルする単位は、一つのOFDMシンボルを生成するに必要なデータ数（ビット数）である。即ち、複数のスクランブル部10#1乃至10#Nに入力されるデータ系列は、予めそのデータ長に区切られている。

【0053】変調部25#1乃至25#Nは、夫々スクランブル部10#1乃至10#Nの出力をサブキャリア変調し、OFDM信号生成部210#1乃至210#Nは、夫々変調部25#1乃至25#Nの出力にサブキャリアへのマッピング処理、逆フーリエ変換（IFFT）処理及びガード期間の付加処理を施して選択部216及び瞬時最大振幅検出部215に出力するようになっている。

【0054】瞬時最大振幅検出部215は入力された複数のOFDMシンボルの瞬時最大振幅を検出して選択部216に出力する。選択部216は入力された複数のOFDMシンボルの瞬時最大振幅が最小のOFDMシンボルを選択して送信部17に出力するようになっている。

【0055】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0056】送信データ系列は、複数のスクランブル系列を持つスクランブル部10#1乃至10#Nに入力される。この場合、スクランブルする単位は、一つのOFDMシンボルを生成するに必要なデータ数（ビット数）である。

【0057】同一情報である送信データ系列は、複数の異なるスクランブル部10#1乃至10#Nによってスクランブルされ、更に、複数の変調部25#1乃至25#Nに与えられて、所定の変調方式に従って変調される。各変調部25#1乃至25#Nで変調された信号は、複数のOFDM信号生成部210#1乃至210#Nにてサブキャリアへマッピングされ、逆フーリエ変換（IFFT）処理された後、ガード期間が付加される。

【0058】各OFDM信号生成部210#1乃至210#NでOFDMシンボルの時間波形が生成されると、瞬時最大振幅検出部215において各OFDM信号の最大振幅値が検出される。

【0059】本実施の形態においては、選択部216は、最小の最大振幅値を有するOFDMシンボルを選択送信対象と決定する。その最小の最大振幅値を有するOFDM信号は、選択部216によって選択され、送信部17においてDA変換処理、周波数変換処理、增幅処理、フィルタリング処理等の処理が行われ、所定の送信周波数、送信電力で送信アンテナ18から送信される。

【0060】このように、本実施の形態においては、瞬

時最大振幅検出部215が生成された複数のOFDMシンボルの瞬時最大振幅を選択し、瞬時最大振幅が最小のOFDMシンボルを選択部216が選択して送信するようになっているので、OFDM信号の時間波形の振幅変動や最大振幅値を最も抑圧した伝送が可能となる。これにより、高効率なOFDM信号の送信電力増幅を行うことができ、OFDM信号の送信電力が向上し、伝播誤りを低減することができる。

【0061】図5は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図1の実施の形態における受信側の構成を具体的に示すものである。図5において図1と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0062】本実施の形態においては、図1の選択部116を選択部38及び誤り符号検出部37によって構成した点が図1の実施の形態と異なる。

【0063】本実施の形態においては、送信側で送信データ系列に同一の誤り訂正符号が付加されているものとする。

【0064】デスクランブル部112#1乃至112#Nの出力は選択部38及び誤り符号検出部37に供給される。誤り符号検出部37は、デスクランブル部112#1乃至112#Nの出力に対して誤り検出を行う。誤り符号検出部37による誤り検出結果は選択部38に供給される。

【0065】選択部38は、誤り検出結果によって誤りが発生していないことが示されたディジタルデータ系列を選択して、受信データ系列として出力するようになっている。

【0066】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0067】OFDM信号復調部111からのディジタルデータ系列は、複数のデスクランブル部112#1乃至112#Nに与えられてデスクランブルされる。デスクランブルされた複数のディジタルデータ系列は誤り符号検出部37に供給されて誤り検出される。なお、この場合には、予め送信側で同一の誤り検出符号が付加されていることが条件となる。

【0068】選択部38は、誤り検出結果に基づいて、誤りが検出されなかつたデスクランブル後の受信データ系列を選択して受信データ系列とする。送信時に用いたスクランブル系列に対応していないデスクランブル系列でデスクランブルが行われた場合には、デスクランブル後のディジタルデータ系列には誤りが存在する。従って、誤りが存在しないディジタルデータ系列は、正しいデスクランブル系列でデスクランブルされたものと判断することができる。

【0069】もしも、全てのデスクランブル後のデータ系列に誤り符号が存在する場合、即ち、誤り符号検出部37で全てのデスクランブルされた受信データ系列に誤

り符号を検出した場合には、全てのデータ系列を廃棄してもよいし、誤り符号数が少ないデータ系列を受信データ系列としてもよい。もちろん、全てのデスクランブルされた系列に誤り符号があるので再送要求を送信側にしてもよい。

【0070】このように、本実施の形態においても、図1の実施の形態と同様の効果が得られる。また、選択部38が誤り検出結果に基づいて正しくデスクランブルされた出力を選択しており、送信情報と冗長情報との組み合わせテーブルを予め備えることなく、確実なデスクランブルが可能である。

【0071】図6は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。図6において図1と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0072】本実施の形態は、送信データ系列にスクランブルを施すのではなく符号化を施す点が図1の実施の形態と異なる。送信側においては、相互に異なる複数の生成多項式の誤り検出符号、又は誤り訂正符号等の符号化方法#1乃至#Nで符号化を行う複数の符号化部41#1乃至41#Nを有している。

【0073】送信データ系列は符号化を施す単位に区切られて複数の符号化部41#1乃至41#Nに供給される。符号化部41#1乃至41#Nは、夫々、送信データ系列を符号化方法#1乃至#Nを用いて符号化して変調部14に出力するようになっている。これにより、変調部14に入力される複数の送信系列は、同一送信データ系列についてのものであっても異なるものとなる。

【0074】一方、受信側においては、OFDM信号復調部111からの復調ディジタルデータ系列は復号化部414#1乃至414#Nに供給される。復号化部414#1乃至414#Nは復号化方法#1乃至#Nを用いて復調ディジタルデータを復号化する。復号化方法#1乃至#Nは、夫々送信側で用いた符号化方法#1乃至#Nに対応している。

【0075】他の構成は、図1の実施の形態と同様である。

【0076】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0077】ディジタルの送信データ系列は、符号化を施す単位に区切られる。例えば、一つのOFDMシンボルで伝送できる単位に区切られる。区切られた送信データ系列は、符号化部41#1乃至41#Nにおいて、夫々異なる複数の生成多項式の誤り検出符号、または誤り訂正符号等を用いた符号化方法#1乃至#Nによって符号化される。

【0078】こうして、同一内容のデータ系列が相互に異なる複数の送信系列に変換されて変調部14に供給される。変調部14の変調処理以降は図1の実施の形態と同様であり、複数のOFDMシンボルのうちの1つが選択部16によって選択されて、送信される。また、図1

の説明と同様に、選択部16は復号化部41#1乃至41#Nと変調部14との間に位置してもよく、その場合は、変調部14とOFDM信号生成部15とでは1系統のOFDM信号の変調と生成を行えばよい。

【0079】一方、受信側においては、OFDM信号復調部111からの受信ディジタルデータ系列は、複数の復号化部414#1乃至414#Nに供給される。復号化部414#1乃至414#Nは、相互に異なる生成多項式に基づく復号化方法#1乃至#Nを用いて、ディジタルデータ系列を復号化する。

【0080】復号されたディジタルデータ系列は、選択部116に供給される。選択部116は、復号化部414#1乃至414#Nの出力のうち正しく復号された出力を選択して受信データ系列として出力する。

【0081】復号化部414#1乃至414#Nによって誤り検出が行われているので、この誤り検出結果を用いることによって容易に正しい復号出力を選択することができる。

【0082】このように、本実施の形態において図1の実施の形態と同様の効果を得ることができる。

【0083】図7は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図6の実施の形態における送信側の構成を具体的に示すものである。図7において図4及び図6と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0084】本実施の形態においては、図6の変調部14を複数の変調部25#1乃至25#Nによって構成し、OFDM信号生成部15を複数のOFDM信号生成部210#1乃至210#Nによって構成し、選択部16を選択部216及び瞬時最大振幅検出部215によって構成した点が図6の実施の形態と異なる。

【0085】これらの変調部25#1乃至25#N、OFDM信号生成部210#1乃至210#N、選択部216及び瞬時最大振幅検出部215の構成は図4と同様である。

【0086】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0087】送信データ系列は、夫々異なる生成多項式を持つ符号化部41#1乃至41#Nに入力される。この場合、符号化する単位は、一つのOFDMシンボルを生成するのに必要なデータ数（ビット数）であることが望ましい。しかし、この限りでなくともよい。本実施形態では、複数の符号化部41#1乃至41#Nに入力されるデータ系列は、予め一つのOFDMシンボルを生成するに必要なデータ数に区切られているとする。

【0088】送信データ系列は、同一情報であっても、複数の異なる符号化部41#1乃至41#Nによって符号化されて、異なる送信系列に変換される。これらの送信系列は、夫々複数の変調部25#1乃至25#Nによって所定の変調方式に従って変調される。各変調部25

#1乃至25#Nで変調された信号は、複数のOFDM信号生成部210#1乃至210#Nにてサブキャリアへマッピングされ、逆フーリエ変換（IFFT）処理された後、ガード期間が付加される。

【0089】各OFDM信号生成部210#1乃至210#NでOFDMシンボルの時間波形が生成されると、瞬時最大振幅検出部215にて各OFDM信号の最大振幅値の検出が行われ、その中から最小の最大振幅値を有するOFDM信号が選択送信対象とされる。

【0090】OFDM信号生成部210#1乃至210#Nの出力のうち最小の最大振幅値を有するOFDM信号は、選択部216によって選択され、送信部17にてDA変換処理、周波数変換処理、振幅処理及びフィルタリング処理等の処理が行われて、所定の送信周波数、送信電力で送信アンテナ18から送信される。

【0091】このように、本実施の形態においても、瞬時最大振幅検出部215が生成された複数のOFDMシンボルの瞬時最大振幅を選択し、瞬時最大振幅が最小のOFDMシンボルを選択部216が選択して送信するようになっているので、OFDM信号の時間波形の振幅変動や最大振幅値を最も抑圧した伝送が可能となる。これにより、高効率なOFDM信号の送信電力増幅を行うことができ、OFDM信号の送信電力が向上し、伝播誤りを低減することができる。

【0092】図8は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図6の実施の形態における受信側の構成を具体的に示すものであり、図7の送信側に対応したものである。図8において図6と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0093】図5の実施の形態においては、同一の誤り検出符号で送信データ系列を符号化してある例であったが、本実施の形態では送信側において異なる誤り検出符号を用いて符号化が行われている。

【0094】本実施の形態においては、図6の復号化部414#1乃至414#Nに夫々代えて復号化部62#1乃至62#Nを設けた点が図6の実施の形態と異なる。復号化部62#1乃至63#Nは、入力されたディジタルデータ系列を複数の異なる生成多項式を用いた復号化方法#1乃至#Nによって復号化する。

【0095】復号化部62#1乃至63#Nは、復号したディジタルデータ系列を選択部116に出力すると共に、誤り符号の検出結果を選択部116に出力するようになっている。

【0096】選択部116は、誤り符号の検出結果に基づいて、誤りが発生していない復号出力を選択して受信データ系列として出力するようになっている。

【0097】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0098】OFDM信号復調部111からの受信データ系列は、複数の異なる生成多項式を有する復号化部6

2#1乃至62#Nによって復号化される。復号化部62#1乃至62#Nは、復号時における誤り符号の検出結果と復号化出力とを選択部116に出力する。

【0099】選択部116は、誤り符号の検出結果に基づいて、誤り符号が存在しない復号化出力を選択して受信データ系列とする。

【0100】もしも、すべての復号化後の系列に誤り符号が存在する場合には、全てのデータ系列を廃棄してもよいし、誤り符号数が少ない系列を受信データとしてもよい。もちろん、全ての復号化されたデータ系列に誤り符号があるので再送要求を送信側にしてもよい。

【0101】このように、本実施の形態においても、図1の実施の形態と同様の効果が得られる。また、選択部116が誤り符号の検出結果に基づいて正しく復号化された出力を選択しており、送信情報と冗長情報との組み合わせテーブルを予め備えることなく、確実な復号化が可能である。

【0102】図9は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。図9において図1と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0103】本実施の形態は、送信データ系列にスクランブルを施すのではなくビットインターリーブを施す点が図1の実施の形態と異なる。送信側においては、相互に異なる複数のビットインターリーブ手順#1乃至#Nでビットインターリーブを行う複数のビットインターリーブ部70#1乃至70#Nを有している。

【0104】送信データ系列はOFDMシンボルで伝送可能な単位に区切られて複数のビットインターリーブ部70#1乃至70#Nに供給される。ビットインターリーブ部70#1乃至70#Nは、夫々、送信データ系列を相互に異なるビットインターリーブ手順#1乃至#Nを用いてビットインターリーブして変調部14に出力するようになっている。これにより、変調部14に入力される複数の送信系列は、同一送信データ系列についてのものであっても異なるものとなる。

【0105】一方、受信側においては、OFDM信号復調部111からの復調ディジタルデータ系列はビットディンターリーブ部718#1乃至718#Nに供給される。ビットディンターリーブ部718#1乃至718#Nはビットディンターリーブ手順#1乃至#Nを用いて復調ディジタルデータをビットディンターリーブする。ビットディンターリーブ手順#1乃至#Nは、夫々送信側で用いたビットインターリーブ手順#1乃至#Nに対応している。

【0106】他の構成は、図1の実施の形態と同様である。

【0107】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0108】ディジタルの送信データ系列は、OFDMシンボルで伝送可能な単位に区切られる。区切られた送

信データ系列は、ビットインターリーブ部70#1乃至70#Nにおいて、夫々異なるビットインターリーブ手順#1乃至#Nによってビットインターリーブされる。

【0109】こうして、同一内容のデータ系列が相互に異なる複数の送信系列に変換されて変調部14に供給される。変調部14の変調処理以降は図1の実施の形態と同様であり、複数のOFDMシンボルのうちの1つが選択部16によって選択されて、送信される。また、図1の説明と同様に、選択部16はビットインターリーブ部70#1乃至70#Nと変調部14との間に位置してもよく、その場合は、変調部14とOFDM信号生成部15では1系統のOFDM信号の変調と生成を行えばよい。

【0110】一方、受信側においては、OFDM信号復調部111からの受信ディジタルデータ系列は、複数のビットディンターリーブ部718#1乃至718#Nに供給される。ビットディンターリーブ部718#1乃至718#Nは、送信側のビットインターリーブ手順#1乃至#Nに夫々対応したビットディンターリーブ手順#1乃至#Nを用いて、ディジタルデータ系列をビットディンターリーブする。

【0111】復号されたディジタルデータ系列は、選択部116に供給される。選択部116は、ビットディンターリーブ部718#1乃至718#Nの出力のうち正しく復号された出力を選択して受信データ系列として出力する。

【0112】このように、本実施の形態において図1の実施の形態と同様の効果を得ることができる。

【0113】図10は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図9の実施の形態における送信側の構成を具体的に示すものである。図10において図4及び図9と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0114】本実施の形態においては、図9の変調部14を複数の変調部25#1乃至25#Nによって構成し、OFDM信号生成部15を複数のOFDM信号生成部210#1乃至210#Nによって構成し、選択部16を選択部216及び瞬時最大振幅検出部215によって構成した点が図9の実施の形態と異なる。

【0115】これらの変調部25#1乃至25#N、OFDM信号生成部210#1乃至210#N、選択部216及び瞬時最大振幅検出部215の構成は図4と同様である。

【0116】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0117】送信データ系列は、夫々異なるビットインターリーブ手順のビットインターリーブ部70#1乃至70#Nに入力される。この場合、ビットインターリーブする単位は、一つのOFDMシンボルを生成するのに必要なデータ数（ビット数）であることが望ましい。しか

し、この限りでなくてもよい。本実施形態では、複数のビットインターリーブ部70#1乃至70#Nに入力されるデータ系列は、予め一つのOFDMシンボルを生成するに必要なデータ数に区切られているとする。

【0118】送信データ系列は、同一情報であっても、複数の異なるビットインターリーブ部70#1乃至70#Nによってビットインターリーブされて、異なる送信系列に変換される。これらの送信系列は、夫々複数の変調部25#1乃至25#Nによって所定の変調方式に従って変調される。各変調部25#1乃至25#Nで変調された信号は、複数のOFDM信号生成部210#1乃至210#Nにてサブキャリアへマッピングされ、逆フーリエ変換(FFT)処理された後、ガード期間が付加される。

【0119】各OFDM信号生成部210#1乃至210#NでOFDMシンボルの時間波形が生成されると、瞬時最大振幅検出部215にて各OFDM信号の最大振幅値の検出が行われ、その中から最小の最大振幅値を有するOFDM信号が選択送信対象とされる。

【0120】OFDM信号生成部210#1乃至210#Nの出力のうち最小の最大振幅値を有するOFDM信号は、選択部216によって選択され、送信部17にてDA変換処理、周波数変換処理、振幅処理及びフィルタリング処理等の処理が行われて、所定の送信周波数、送信電力で送信アンテナ18から送信される。

【0121】このように、本実施の形態においても、瞬時最大振幅検出部215が生成された複数のOFDMシンボルの瞬時最大振幅を選択し、瞬時最大振幅が最小のOFDMシンボルを選択部216が選択して送信するようになっているので、OFDM信号の時間波形の振幅変動や最大振幅値を最も抑圧した伝送が可能となる。これにより、高効率なOFDM信号の送信電力増幅を行うことができ、OFDM信号の送信電力が向上し、伝播誤りを低減することができる。

【0122】図11は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図9の実施の形態における受信側の構成を具体的に示すものであり、図10の送信側に対応したものである。図11において図5及び図9と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0123】本実施の形態においても、図5の実施の形態と同様に、送信側において送信データ系列に同一の誤り訂正符号が付加されているものとする。

【0124】本実施の形態においては、図9の選択部116を選択部38及び誤り符号検出部37によって構成した点が図9の実施の形態と異なる。

【0125】ビットインターリーブ部718#1乃至718#Nの出力は選択部38及び誤り符号検出部37に供給される。誤り符号検出部37は、ビットインターリーブ部718#1乃至718#Nの出力に対して誤

り検出を行う。誤り符号検出部37による誤り検出結果は選択部38に供給される。

【0126】選択部38は、誤り検出結果によって誤りが発生していないことが示されたディジタルデータ系列を選択して、受信データ系列として出力するようになっている。

【0127】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0128】OFDM信号復調部111からの受信データ系列は、送信側のビットインターリーブ手順#1乃至#Nに夫々対応した複数の異なるビットインターリーブ手順を行うビットインターリーブ部718#1乃至718#Nによってビットインターリーブされる。ビットインターリーブ部718#1乃至718#Nの出力は、誤り符号検出部37及び選択部38に供給される。

【0129】複数のビットインターリーブ部718#1乃至718#Nによってビットインターリーブされた複数のデータ系列は、誤り符号検出部37によって誤り検出が行われる。誤り検出結果は選択部38に供給される。

【0130】選択部38は、誤りが検出されなかつたビットインターリーブ後の受信データ系列を選択して受信データ系列とする。

【0131】送信時に用いたビットインターリーブ系列に対応していないビットインターリーブ系列でビットインターリーブが行われた場合には、ビットインターリーブ後のディジタルデータ系列には誤りが存在する。従って、誤りが存在しないディジタルデータ系列は、正しいビットインターリーブ系列でビットインターリーブされたものと判断することができる。

【0132】もしも、全てのビットインターリーブ後のデータ系列に誤り符号が存在する場合、即ち、誤り符号検出部37で全てのビットインターリーブされた受信データ系列に誤り符号を検出した場合には、全てのデータ系列を廃棄してもよいし、誤り符号数が少ないデータ系列を受信データ系列としてもよい。もちろん、全てのビットインターリーブされた系列に誤り符号があるので再送要求を送信側にしてもよい。

【0133】このように、本実施の形態においても、図9の実施の形態と同様の効果が得られる。また、選択部38が誤り検出結果に基づいて正しくビットインターリーブされた出力を選択しており、送信情報と冗長情報との組み合わせテーブルを予め備えることなく、確実なビットインターリーブが可能である。

【0134】図12は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。図12において図1と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0135】本実施の形態は、送信データ系列にスランプルを施すのではなくサブキャリアインターリーブを

施す点が図1の実施の形態と異なる。送信側においては、相互に異なる複数のサブキャリアインターリープ手順#1乃至#Nでサブキャリアインターリープを行う複数のサブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nを有している。

【0136】送信データ系列は一つのOFDMシンボルで伝送できる単位に区切られて変調部150に入力される。変調部150は入力された送信データ系列を所定の変調方式でサブキャリア変調すると共に、OFDMサブキャリアへのマッピングを行う。

【0137】変調部150の出力は複数のサブキャリアインターリープ手順#1乃至#Nを有するサブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nに供給される。サブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nは、夫々入力されたサブキャリア系列に対して、相互に異なるサブキャリアインターリープ手順によって、サブキャリアインターリープを施す。こうして、送信データ系列は相互に異なる複数のサブキャリア系列に変換されてOFDM信号生成部152に供給される。

【0138】OFDM信号生成部152は、入力された複数のサブキャリアに対して、高速逆フーリエ変換(IFFT)による時間信号への変換処理及びマルチパスによる遅延波成分を吸収するためのガード期間付加処理等の信号処理を行って複数のOFDMシンボルを生成して選択部16に出力する。

【0139】選択部16がOFDM信号生成部152からの複数のOFDMシンボルのうちの1つを選択して送信出力させることは図1の実施の形態と同様である。また、図1の説明と同様に、選択部16はOFDM信号生成部152の前に位置してもよく、その場合は、選択部16から以降は1つのOFDM信号を取り扱うことになる。

【0140】一方、受信側においては、受信部110からのベースバンドのOFDMシンボルはOFDM信号復調部153に供給される。OFDM信号復調部153は、入力されたOFDMシンボルに対してガード期間の除去処理及びフーリエ変換処理を行って、サブキャリア系列を複数のサブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nに出力する。

【0141】受信側においては、送信時に用いたサブキャリアインターリープ手順#1乃至#Nに夫々対応したデサブキャリアインターリープ手順#1乃至#Nを用いてサブキャリアデインターリープを行うサブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nを有している。

【0142】サブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nは、夫々、サブキャリアデインターリープ手順#1乃至#Nを用いて入力されたサブキャリア系列をサブキャリアデインターリープする。更に、サブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#N

は、元のサブキャリア順に戻したサブキャリア系列に対してデマッピング処理等の復調処理を施して、デジタルデータ系列を得る。サブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nからのデジタルデータ系列は選択部116に供給される。

【0143】選択部116において正しくサブキャリアデインターリープされたデジタルデータ系列が受信データ系列として選択されることとは図1の実施の形態と同様である。

【0144】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0145】デジタルの送信データ系列は、一つのOFDMシンボルで伝送可能な単位に区切られて変調部150に入力される。この送信データ系列は、変調部150において所定の変調方式による変調処理及びOFDMサブキャリアへのマッピング処理が施される。

【0146】変調部150からのサブキャリア系列は、複数のサブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nにおいて、夫々異なる手順でサブキャリアインターリープされる。こうして、同一内容のデータ系列に対するサブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nの出力は相互に異なるサブキャリア系列となる。

【0147】これらのサブキャリア系列は、OFDM信号生成部152において、逆フーリエ変換(IFFT)処理、ガード期間付加処理等の処理が行われ、選択部16に与えられる。選択部16は任意に、又は特定の評価基準によってOFDM信号を選択して送信部17に出力する。また、図1の説明と同様に、選択部16はOFDM信号生成部152の前に位置してもよく、その場合は、選択部16以降は1つのOFDM信号を取り扱うことになる。

【0148】一方、受信系においては、受信部110からのベースバンドの受信OFDM信号は、OFDM信号復調部153において、ガード期間の除去、フーリエ変換(FFT)処理が施される。周波数変換された受信サブキャリアは、送信側のサブキャリアインターリープ手順に対応した複数の異なる手順のサブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nでデインターリープされる。

【0149】サブキャリアデインターリープされた複数の受信サブキャリア系列は、夫々デマッピング等の復調処理が行われてデジタルデータ系列に戻された後、選択部116に供給される。

【0150】選択部116において、複数のデジタルデータ系列のうち正しくサブキャリアデインターリープされたデジタルデータ系列が選択されて受信データ系列として出力される。

【0151】このように、本実施の形態においても図1の実施の形態と同様の効果を得ることができる。

【0152】図13は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図12の実施の形態における送信側の構成を具体的に示すものである。図13において図4及び図12と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0153】本実施の形態においては、図12の変調部150を複数の変調部150#1乃至150#Nによって構成し、OFDM信号生成部152を複数のOFDM信号生成部152#1乃至152#Nによって構成し、選択部16を選択部216及び瞬時最大振幅検出部215によって構成した点が図12の実施の形態と異なる。

【0154】変調部150#1乃至150#Nは、夫々送信データ系列をサブキャリア変調すると共にマッピングを行い、OFDM信号生成部152#1乃至152#Nは、夫々サブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nの出力に対して、逆フーリエ変換（IFT）処理及びガード期間の付加処理を施して選択部216及び瞬時最大振幅検出部215に出力するようになっている。なお、個別に変調部を示しているが一つの変調部によって構成してもよい。

【0155】瞬時最大振幅検出部215及び選択部216の構成は図4と同様である。

【0156】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0157】送信データ系列は、同一手順の変調部150#1乃至150#Nにおいて所定の変調が施されると共に、OFDMサブキャリアへのマッピングが行われる。変調されたOFDMサブキャリアは、夫々異なる手順のサブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nに入力される。この場合には、サブキャリアインターリープする単位は、一つのOFDMシンボルを生成するのに必要なサブキャリア本数であることが望ましい。

【0158】同一変調サブキャリアを複数の異なるサブキャリアインターリープ部151#1乃至151#Nにおいてサブキャリアインターリープする。インターリープ後のサブキャリア系列は、複数のOFDM信号生成部152#1乃至152#Nにおいて、逆フーリエ変換（IFT）処理の後、ガード期間が付加される。

【0159】各OFDM信号生成部152#1乃至152#Nによって、OFDMシンボルの時間波形が生成されると、瞬時最大振幅検出部215において各OFDMシンボルの最大振幅値が検出される。選択部216は、その中から最小の最大振幅値を有するOFDMシンボルを選択送信対象と決めて選択し、送信部17に出力する。

【0160】他の作用は図12の実施の形態と同様である。

【0161】このように、本実施の形態においては、瞬時最大振幅検出部215が生成された複数のOFDMシ

ンボルの瞬時最大振幅を選択し、瞬時最大振幅が最小のOFDMシンボルを選択部216が選択して送信するようになっているので、OFDM信号の時間波形の振幅変動や最大振幅値を最も抑圧した伝送が可能となる。これにより、高効率なOFDM信号の送信電力増幅を行うことができ、OFDM信号の送信電力が向上し、伝播誤りを低減することができる。

【0162】図14は本発明の他の実施の形態を示すブロック図である。本実施の形態は図12の実施の形態における受信側の構成を具体的に示すものであり、図13の送信側に対応したものである。図14において図5及び図12と同一の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

【0163】本実施の形態においても、図5の実施の形態と同様に、送信側において送信データ系列に同一の誤り訂正符号が付加されているものとする。

【0164】本実施の形態においては、図12の選択部216を選択部38及び誤り符号検出部37によって構成した点が図12の実施の形態と異なる。

【0165】サブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nの出力は選択部38及び誤り符号検出部37に供給される。誤り符号検出部37は、サブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nの出力に対して誤り検出を行う。誤り符号検出部37による誤り検出結果は選択部38に供給される。

【0166】選択部38は、誤り検出結果によって誤りが発生していないことが示されたディジタルデータ系列を選択して、受信データ系列として出力するようになっている。

【0167】次に、このように構成された実施の形態の動作について説明する。

【0168】受信部110からのベースバンドのOFDMシンボルは、OFDM信号復調部153に供給される。OFDM信号復調部153は、ガード期間除去、各種伝播歪みの補償、フーリエ変換（FFT）等の処理を行って、受信サブキャリア系列を得る。OFDM信号復調部153からのサブキャリア系列は、複数の異なる手順のサブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nに供給されてサブキャリアデインターリープされる。更に、サブキャリアデインターリープ部154#1乃至154#Nによってデマッピング及び復調処理が行われて、複数のディジタルデータ系列が得られる。

【0169】これらのディジタルデータ系列は、誤り符号検出部37に与えられて誤り検出される。この場合には、予め送信側で同一の誤り検出符号が付加されていることが条件となる。誤り符号検出部37で誤りが検出されなかったディジタルデータ系列が選択部38において選択されて受信データ系列として出力される。

【0170】もしも、全てのサブキャリアデインターリープ後のデータ系列に誤り符号が存在する場合、すなわ

ち、誤り符号検出部37で全てのサブキャリアディンターリーブされた受信データ系列に誤り符号を検出した場合には、全てのデータ系列を廃棄してもよいし、誤り符号数が少ないデータ系列を受信データ系列としてもよい。

【0171】もちろん、全てのビットディンターリーブされた系列に誤り符号があるので再送要求を送信側にしてもよい。このような一連の処理を行うO F D M信号伝送方式を用いることにより、送受信装置でO F D M信号の時間波形の振幅変動や最大振幅値を抑圧する送信情報と冗長情報との組み合わせテーブルを予め備えている必要がなくなる。

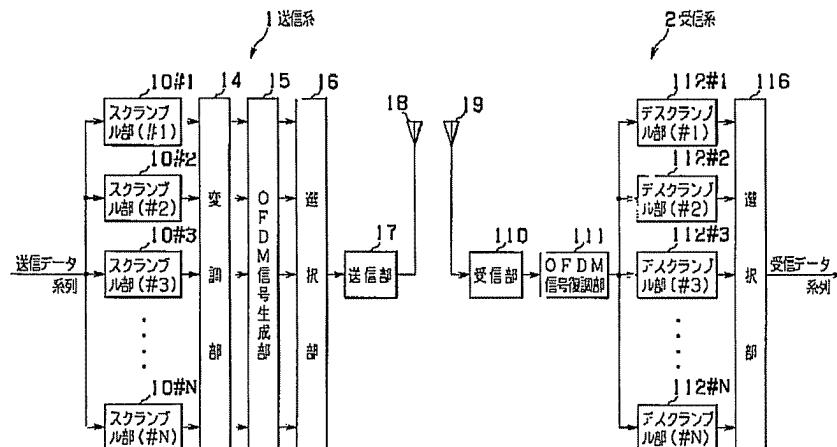
【0172】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、O F D M時間波形の振幅変動を抑圧し、送信平均電力を向上させることによりデータ伝送時の伝送誤りを軽減することができるという効果を有する。

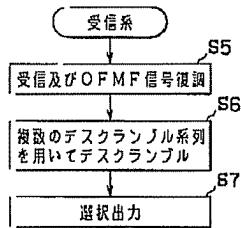
【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るO F D M信号伝送装置の一実施の形態を示すブロック図。

【図1】



【図3】



【図2】本発明に係るO F D M信号伝送方法の一実施の形態を示すフローチャート。

【図3】本発明に係るO F D M信号伝送方法の一実施の形態を示すフローチャート。

【図4】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図5】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図6】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図7】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図8】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図9】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図10】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図11】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図12】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

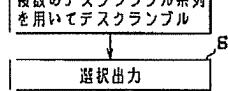
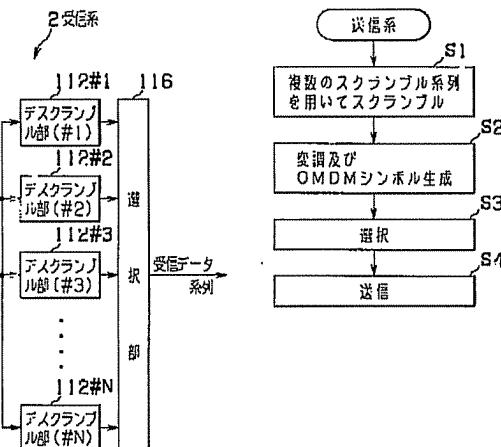
【図13】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

【図14】本発明の他の実施の形態を示すブロック図。

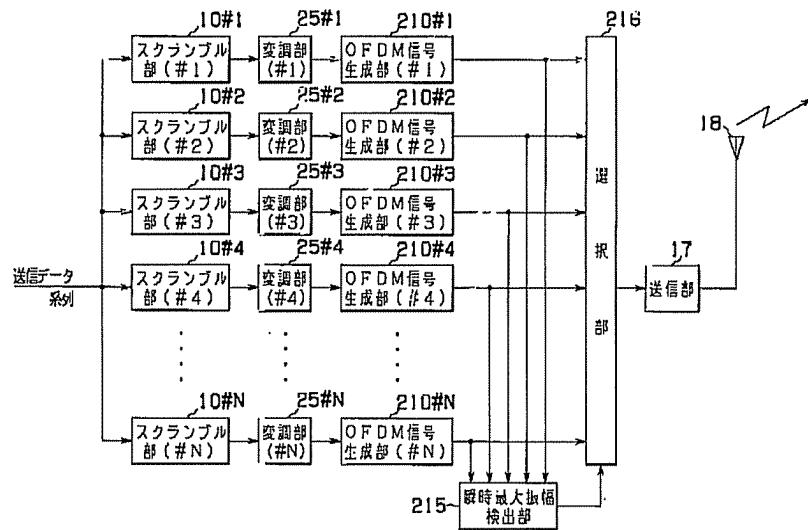
【符号の説明】

10#1乃至10#N…スクリンブル部、14…変調部、15…O F D M信号生成部、16…選択部、111…O F D M信号復調部、112#1乃至112#N…デスクリンブル部、116…選択部

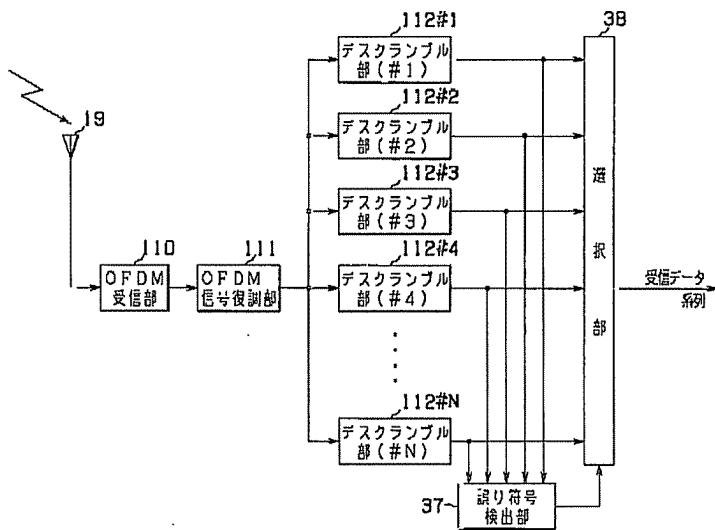
【図2】



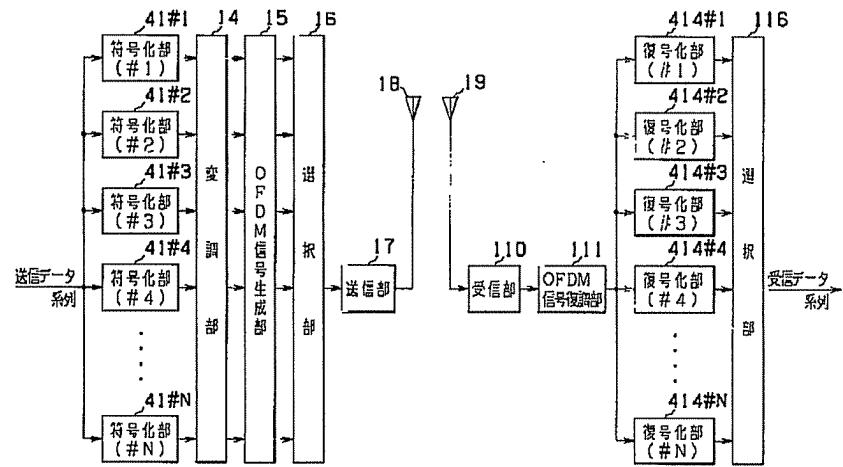
【図4】



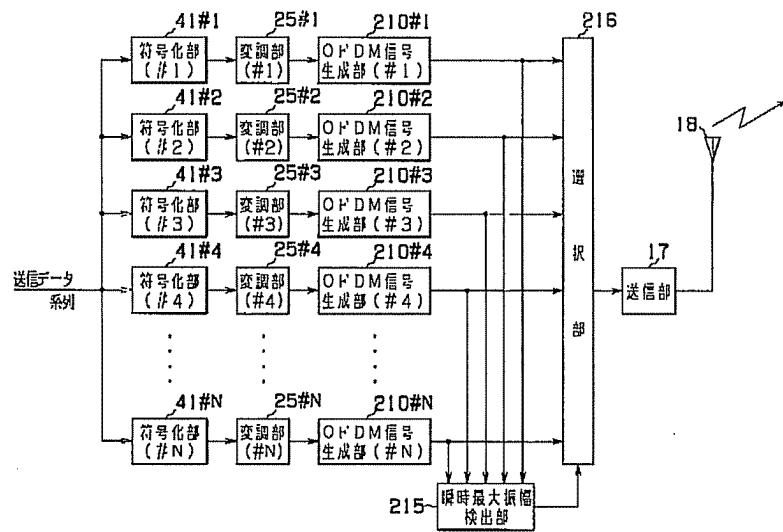
【図5】



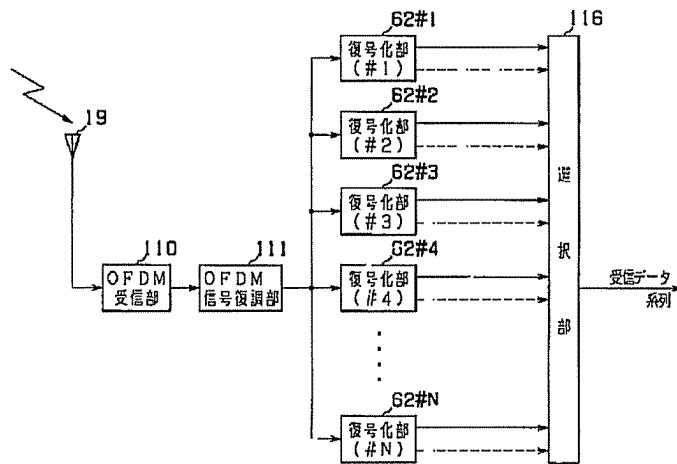
【図6】



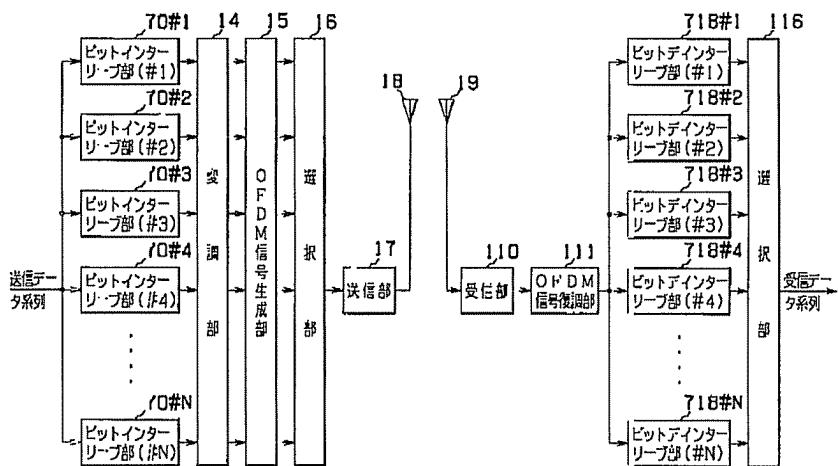
【図7】



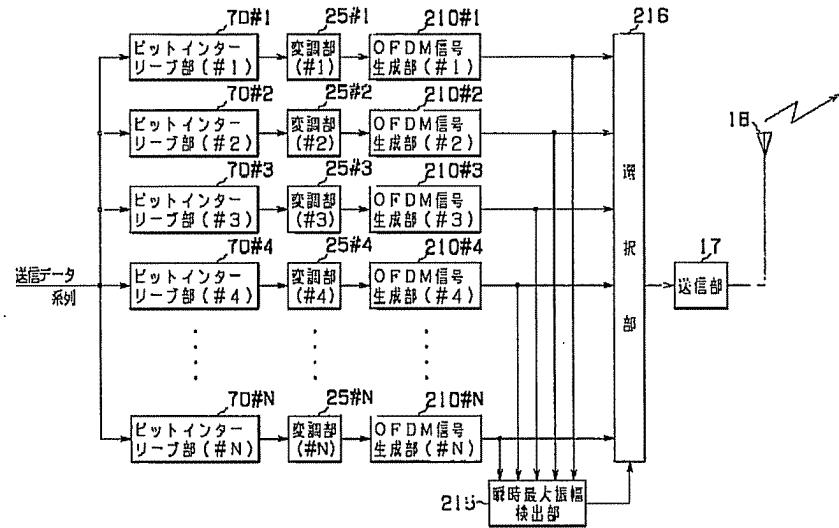
【図8】



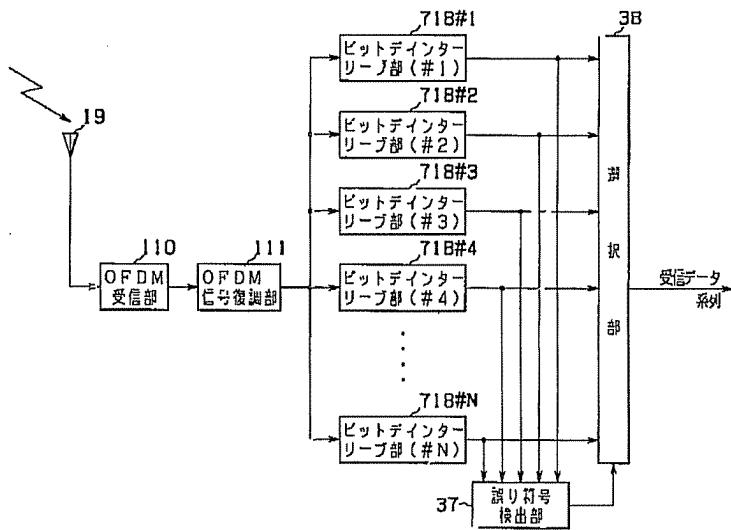
【図9】



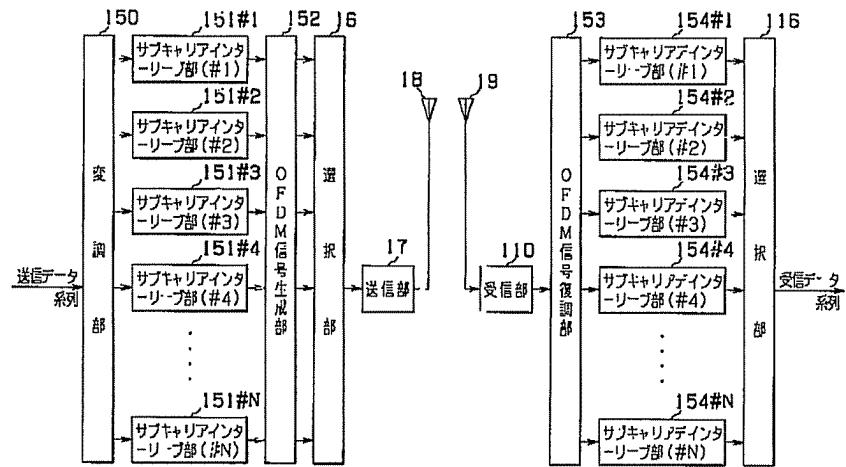
【図10】



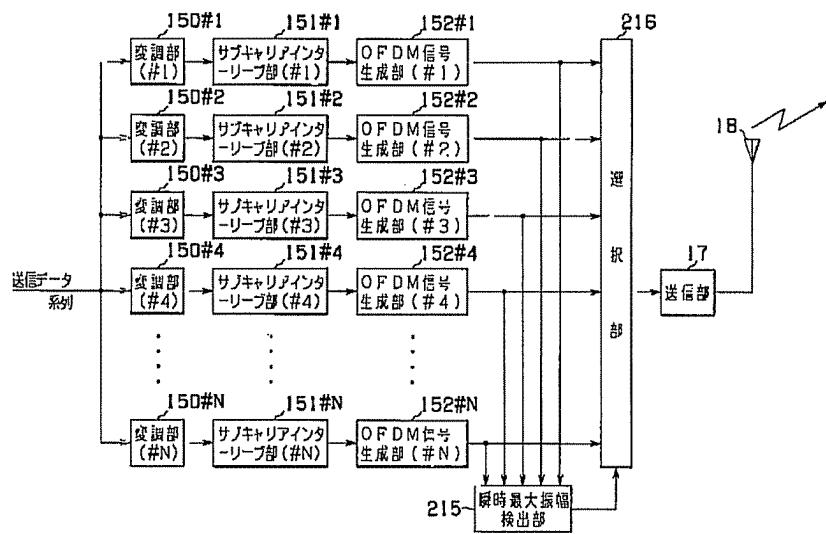
【図11】



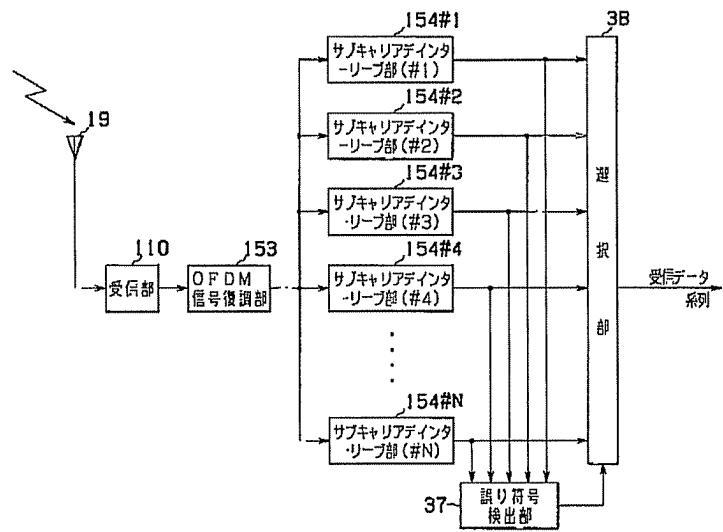
【図12】



【図13】



【図14】



MULTI-CARRIER TRANSMISSION APPARATUS

Publication number: JP2003298549 (A)

Also published as:

Publication date: 2003-10-17

 JP4118584 (B2)

Inventor(s): SANO HIROYASU

Applicant(s): MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Classification:

- **international:** *H04J11/00; H04B7/26; H04J11/00; H04B7/26;* (IPC1-7): H04J11/00; H04B7/26

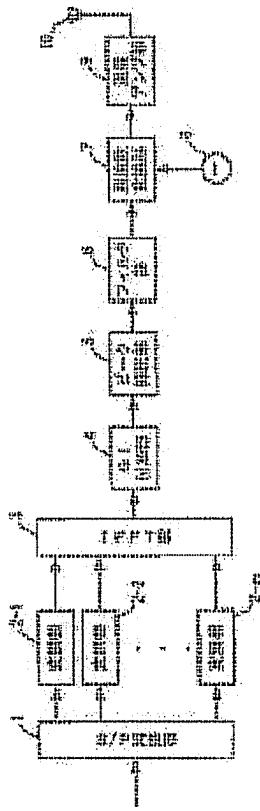
- **European:**

Application number: JP20020100079 20020402

Priority number(s): JP20020100079 20020402

Abstract of JP 2003298549 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a multi-carrier transmission apparatus capable of reducing band radiation caused when a peak of a multi-carrier modulation signal is suppressed.



Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-298549

(P2003-298549A)

(43)公開日 平成15年10月17日 (2003.10.17)

(51)Int.Cl.⁷

H 04 J 11/00
H 04 B 7/26

識別記号

102

F I

H 04 J 11/00
H 04 B 7/26

データベース(参考)

Z 5 K 0 2 2
1 0 2 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数14 OL (全 16 頁)

(21)出願番号

特願2002-100079(P2002-100079)

(22)出願日

平成14年4月2日(2002.4.2)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 佐野 裕康

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

(74)代理人 100089118

弁理士 酒井 宏明

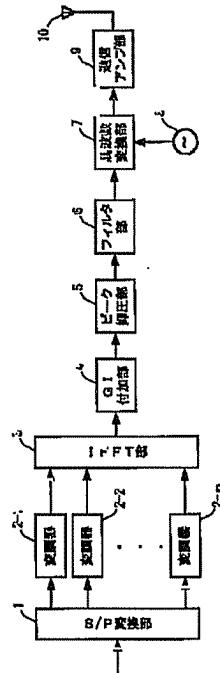
Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD21 DD23
5K067 AA02 EE10 GG08

(54)【発明の名称】 マルチキャリア送信装置

(57)【要約】

【課題】 マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧した場合に発生する帯域輻射を低減可能なマルチキャリア送信装置を得ること。

【解決手段】 本発明のマルチキャリア送信装置は、マルチキャリア変調信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル(GI)付加部4と、前記ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧するピーク抑圧部5と、を備える構成とした。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、前記マルチキャリア変調信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項2】 マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、前記マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電力抑圧後の信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項3】 マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、前記マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電力抑圧後の信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行なうランプ処理手段と、を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項4】 マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、前記マルチキャリア変調信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行なうランプ処理手段と、

前記ランプ処理後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ランプ処理後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、

を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項5】 前記ピーク電圧抑圧時に発生する帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段、を最終段に配置することを特徴とする請求項1～4のいずれか一つに記載のマルチキャリア送信装置。

【請求項6】 マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、前記マルチキャリア変調信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、

前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、前記信号レベル制御後の信号における帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段と、

を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項7】 マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、

前記マルチキャリア変調信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、

前記ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、

前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、

前記信号レベル制御後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行なうランプ処理手段と、を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項8】 マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、

前記マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、

前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、

前記信号レベル制御後の信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号における帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段と、を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項9】マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、

前記マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、

前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、

前記信号レベル制御後の信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、

前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行うランプ処理手段と、

を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項10】マルチキャリア変調方式により変調されたマルチキャリア変調信号のピーク電力を所定の手順で抑圧するマルチキャリア送信装置において、

前記マルチキャリア変調信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、

前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行うランプ処理手段と、

前記ランプ処理後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ランプ処理後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、

前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、

前記信号レベル制御後の信号における帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段と、

を備えることを特徴とするマルチキャリア送信装置。

【請求項11】前記利得制御手段は、

特定時間単位に入力信号のピーク電力を算出するピーク電力検出手段と、

前記ピーク電力が所定の値を超える場合または当該所定の値を下回る場合に、当該所定の値に近づくように利得

を設定する利得算出手段と、前記入力信号に対して前記利得を乗算して信号レベルを調整する乗算手段と、を備えることを特徴とする請求項6～10のいずれか一つに記載のマルチキャリア送信装置。

【請求項12】前記ピーク電圧抑圧手段は、

入力信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記包絡線レベルと前記所定のしきい値との比較結果に基づいて前記しきい値または前記包絡線レベルを選択する選択手段と、

前記選択結果と前記しきい値との乗算結果を移動平均する第1の移動平均手段と、

前記選択結果の2乗値を移動平均する第2の移動平均手段と、

前記各移動平均結果に基づいて前記ゲインを算出するゲイン算出手段と、

前記入力信号に対して前記ゲインを乗算してピーク電力を調整する乗算手段と、

を備えることを特徴とする請求項1～11のいずれか一つに記載のマルチキャリア送信装置。

【請求項13】前記ピーク電圧抑圧手段は、

入力信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記包絡線レベルと前記所定のしきい値との比較結果に基づいて前記しきい値または前記包絡線レベルを選択する選択手段と、

前記選択結果と前記しきい値との乗算結果を重み付け平均する第1のFIRフィルタ手段と、

前記選択結果の2乗値を重み付け平均する第2のFIRフィルタ手段と、

前記各重み付け平均結果に基づいて前記ゲインを算出するゲイン算出手段と、

前記入力信号に対して前記ゲインを乗算してピーク電力を調整する乗算手段と、

を備えることを特徴とする請求項1～11のいずれか一つに記載のマルチキャリア送信装置。

【請求項14】前記ピーク電圧抑圧手段は、

入力信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記包絡線レベルと前記所定のしきい値である「複数のしきい値」との比較結果に基づいて前記ゲインを設定するゲイン設定手段と、

前記設定されたゲインと前記入力信号とを乗算してピーク電力を調整する乗算手段と、

前記比較結果に基づいて前記調整後のピーク電力または前記入力信号を選択する選択手段と、

を備えることを特徴とする請求項1～11のいずれか一つに記載のマルチキャリア送信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、変調方式としてマルチキャリア変調方式を採用するマルチキャリア送信装

置に関するものであり、特に、マルチキャリア変調方式の変調信号のピーク電力を抑圧することが可能なマルチキャリア送信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】以下、従来のマルチキャリア送信装置について説明する。たとえば、上記のような「マルチキャリア変調方式の変調信号のピーク電力を抑圧することが可能なマルチキャリア送信装置」としては、文献「Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM, IEEE Communications Letters, vol. 2 No. 5, p.131-133 1998年5月」に記載の装置がある。

【0003】図18は、マルチキャリア変調方式の変調信号のピーク電力を削減することが可能な従来のマルチキャリア送信装置の基本構成を示す図である。また、図19は、シンボルに付加するガードインターバルを説明するための図である。

【0004】図18において、200はシリアル/パラレル(S/P)変換部であり、201-1, 201-2, …, 201-nは変調器であり、204は逆フーリエ変換(IFT)部であり、210はガードインターバル(GI)付加部であり、220はクリッピング部であり、230はフィルタ部であり、240は周波数変換部であり、241は発振器であり、250は送信アンプ部であり、260はアンテナである。

【0005】ここで、マルチキャリア変調方式の変調信号のピーク電力を削減することが可能な従来のマルチキャリア送信装置の動作を、図18を用いて説明する。

【0006】送信データはS/P変換部200に入力され、S/P変換部200では、当該送信データ(シリアル信号)を、送信に利用するキャリア数分のパラレル信号に変換する。変換後のパラレル信号を個別に受け取った変調器201-1～201-nでは、各パラレル信号に対してデータ変調を施す。

【0007】変調器201-1～201-nから変調信号を受け取ったIFT部204では、各変調信号に対してマルチキャリア化を施し、その結果をシンボル毎の時間波形として出力する。シンボル毎の時間波形を受け取ったGI付加部210では、無線通信における伝送路上の遅延波の影響を軽減するためにガードインターバルを付加する。図19では、ガードインターバルが付加された状態を示す。

【0008】ガードインターバル付加後のシンボル毎の時間波形を受け取ったクリッピング部220では、当該時間波形のピーク電力を削減する。クリッピング部220によるピーク電力の削減処理において、たとえば、サンプル毎の信号入力をxとし、クリッピングの振幅をAとした場合、信号出力yは、次式(1)を用いて表現できる。

【0009】

【数1】

$$y = \begin{cases} -A(x < -A) \\ x(-A \leq x \leq A) \\ A(x > A) \end{cases} \quad \cdots(1)$$

【0010】ピーク電力削減後の時間波形を受け取ったフィルタ部230では、クリッピング部220にて非線形な振幅制限が行われることにより発生する「帯域外の大きな輻射電力」を、抑制するようにフィルタリング制御を行う。そして、フィルタリング制御後の時間波形を受け取った周波数変換部240では、所定の周波数変換処理を行い、送信アンプ部250では、周波数変換後の信号を増幅し、アンテナ260から増幅後の信号を送信する。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、従来のマルチキャリア送信装置においては、以下に示す問題があった。

【0012】たとえば、マルチキャリア変調後の信号は、ピーク電力が平均電力に対して非常に大きくなり、使用するキャリア数が大きいほど振幅の分布の広がりが大きくなる傾向にある。そして、この大きなピーク電力に対応して歪みなく伝送を行うためには、線形な領域を使用して送信する送信アンプが必要であり、大きなバックオフを設定する必要がある。しかしながら、大きなバックオフを設けるということは、電力効率の低下を招くこととなり、たとえば、最大出力の大きな電力増幅器が必要になる、という問題があった。

【0013】また、ピーク電力を抑圧するための方法としては、たとえば、上記従来技術で示したような、信号振幅に上限値を設定するクリッピングという方法があるが、この方法を用いた場合には、クリッピングを施した後に「帯域外の大きな輻射電力」が生じ、この帯域輻射を抑えるためにフィルタによる帯域制限を行う必要がある、という問題があった。また、フィルタによる帯域制限を行った場合には、ピーク電力が再び現れるため、バックオフを設定するときにマージンを持たせる必要がある、という問題があった。

【0014】また、ピーク電力を大きく制限するためにクリッピング時の振幅の制限値を小さくした場合、信号は、クリッピングによる非線形な歪みを大きく受けることになるため、受信側復調時に信号品質が劣化する、という問題があった。

【0015】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、従来と比較して、ピーク電力を抑圧後の帯域輻射を低減できるマルチキャリア送信装置を得ることを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかるマルチキャリア

送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、を備えることを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電力抑圧後の信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、を備えることを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電力抑圧後の信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行うランプ処理手段と、を備えることを特徴とする。

【0019】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行うランプ処理手段と、前記ランプ処理後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ランプ処理後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、を備えることを特徴とする。

【0020】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、前記ピーク電圧抑圧時に発生する帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段、を最終段に配置することを特徴とする。

【0021】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定

のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、前記信号レベル制御後の信号における帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段と、を備えることを特徴とする。

【0022】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、前記信号レベル制御後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行うランプ処理手段と、を備えることを特徴とする。

【0023】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、前記信号レベル制御後の信号に対してガードインターバルを付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号における帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段と、を備えることを特徴とする。

【0024】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、前記信号レベル制御後の信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行うランプ処理手段と、を備えることを特徴とする。

【0025】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置にあっては、マルチキャリア変調信号を構成する各シンボルの、前端と後端の特定部分をそれぞれコピーし、

コピー後の後端部分を第1のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの前に付加し、コピー後の前端部分を第2のガードインターバルとしてコピー元のシンボルの後ろに付加するガードインターバル付加手段と、前記ガードインターバル付加後の信号におけるガードインターバル部分に対してランプ処理を行うランプ処理手段と、前記ランプ処理後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ランプ処理後の信号のピーク電力を抑圧するピーク電圧抑圧手段と、前記ピーク電圧抑圧後の信号の信号レベルを制御する利得制御手段と、前記信号レベル制御後の信号における帯域外の輻射電力を抑制するフィルタ手段と、を備えることを特徴とする。

【0026】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置において、前記利得制御手段は、特定時間単位に入力信号のピーク電力を算出するピーク電力検出手段と、前記ピーク電力が所定の値を超える場合または当該所定の値を下回る場合に、当該所定の値に近づくように利得を設定する利得算出手段と、前記入力信号に対して前記利得を乗算して信号レベルを調整する乗算手段と、を備えることを特徴とする。

【0027】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置において、前記ピーク電圧抑圧手段は、入力信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記包絡線レベルと前記所定のしきい値との比較結果に基づいて前記しきい値または前記包絡線レベルを選択する選択手段と、前記選択結果と前記しきい値との乗算結果を移動平均する第1の移動平均手段と、前記選択結果の2乗値を移動平均する第2の移動平均手段と、前記各移動平均結果に基づいて前記ゲインを算出するゲイン算出手段と、前記入力信号に対して前記ゲインを乗算してピーク電力を調整する乗算手段と、を備えることを特徴とする。

【0028】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置において、前記ピーク電圧抑圧手段は、入力信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記包絡線レベルと前記所定のしきい値との比較結果に基づいて前記しきい値または前記包絡線レベルを選択する選択手段と、前記選択結果と前記しきい値との乗算結果を重み付け平均する第1のFIRフィルタ手段と、前記選択結果の2乗値を重み付け平均する第2のFIRフィルタ手段と、前記各重み付け平均結果に基づいて前記ゲインを算出するゲイン算出手段と、前記入力信号に対して前記ゲインを乗算してピーク電力を調整する乗算手段と、を備えることを特徴とする。

【0029】つぎの発明にかかるマルチキャリア送信装置において、前記ピーク電圧抑圧手段は、入力信号の包絡線レベルを検出する包絡線検出手段と、前記包絡線レベルと前記所定のしきい値である「複数のしきい値」との比較結果に基づいて前記ゲインを設定するゲイン設定手段と、前記設定されたゲインと前記入力信号とを乗算

してピーク電力を調整する乗算手段と、前記比較結果に基づいて前記調整後のピーク電力または前記入力信号を選択する選択手段と、を備えることを特徴とする。

【0030】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0031】実施の形態1. 図1は、本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態1の構成を示す図である。図1において、1はシリアル/パラレル(S/P)変換部であり、2-1, 2-2, …, 2-nは変調器であり、3は逆フーリエ変換(IFT)部であり、4はガードインターバル(GI)付加部であり、5はピーク抑圧部であり、6はフィルタ部であり、7は周波数変換部であり、8は発振器であり、9は送信アンプ部であり、10はアンテナである。なお、ガードインターバル(GI)については、先に説明した従来技術と同様の処理で付加する。

【0032】また、図2は、実施の形態1のピーク抑圧部5の構成を示す図であり、21は包絡線検出手部であり、22は比較部であり、23は選択部であり、24は乗算器であり、25は移動平均部であり、26は2乗器であり、27は移動平均部であり、28は除算器であり、29は遅延器であり、30は乗算器である。また、図3は、移動平均部25, 27の構成の一例を示す図であり、31は(M+1)段のシフトレジスタ(Mは偶数)であり、32は加算器であり、33は乗算器である。ここでは、ピーク抑圧部5の移動平均処理の一例を示す。また、図4は、重み付けのためのゲインの生成方法を説明するための図である。

【0033】ここで、本実施の形態におけるマルチキャリア送信装置の動作を、図面を用いて詳細に説明する。

【0034】まず、送信データはS/P変換部1に入力され、S/P変換部1では、受け取った送信データを、送信に利用するキャリア数分のパラレルデータに変換する。上記パラレルデータを個別に受信した変調器2-1～2-n(nは自然数)では、所定のデータ変調を施す。

【0035】変調後のデータを受け取ったIFT部3では、各変調信号に対してマルチキャリア化を施し、その結果としてシンボル毎の時間波形を出力する。シンボル毎の時間波形を受け取ったGI付加部4では、無線通信における伝送路上の遅延波の影響を軽減するためにガードインターバルを付加する(図19参照)。

【0036】ガードインターバル付加後のシンボルを受け取ったピーク抑圧部5では、当該シンボルの時間波形におけるピーク電力を抑圧する。なお、ピーク抑圧部5の動作については、図2、図3、図4を用いて説明する。

【0037】図2に示すように、ピーク抑圧部5では、包絡線検出部21が入力信号の包絡線レベルを検出する。検出された包絡線レベルは比較部22および選択部23に入力され、選択部23が、比較部22による包絡線レベルと予め設定されたしきい値 d_{th} との比較結果に応じて、包絡線レベルおよびしきい値 d_{th} のなかからいずれか一方を選択する。たとえば、サンプル毎の信号入力を $x(i)$ （ただし、複素値）とした場合、選択部23の出力信号 $z(i)$ は、次式(2)のように表すことができる。

【0038】

【数2】

$$z(i) = \begin{cases} d_{th} & (|x(i)| > d_{th}) \\ |x(i)| & (|x(i)| \leq d_{th}) \end{cases} \quad \cdots(2)$$

【0039】選択部23の出力信号 $z(i)$ を受け取った乗算器24では、当該出力信号 $z(i)$ としきい値 d_{th} とを乗算する。乗算器24の出力信号を受け取った移動平均部25では、次式(3)により移動平均値 $v(i)$ を出力する（図3に示す移動平均部の構成を参照）。図4(a)は、移動平均部25の出力の一例を示す図である。

【0040】

【数3】

$$v(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} z(i-m) \cdot d_{th} \quad \cdots(3)$$

【0041】一方、選択部23の出力信号 $z(i)$ を受け取った2乗器26では、当該出力信号 $z(i)$ の2乗を計算する。2乗器26の出力信号を受け取った移動平均部27では、次式(4)により移動平均値 $u(i)$ を出力する。

【0042】

【数4】

$$u(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} z(i-m) \cdot z(i-m) \quad \cdots(4)$$

【0043】そして、移動平均部25および移動平均部27の出力信号を受け取った除算器28では、次式(5)により除算を行い、ゲイン $g(i)$ を出力する。図4(b)は、ゲイン $g(i)$ の一例を示す図である。

【0044】

【数5】

$$g(i) = \frac{u(i)}{v(i)} \quad \cdots(5)$$

【0045】ピーク抑圧部5では、最後に、遅延器29にて遅延調整後の入力信号 $x(i)$ を受け取った乗算器30が、式(5)にて算出されたゲイン $g(i)$ と入力信号 $x(i)$ とを乗算する。乗算器30の出力は、ピーク抑圧後の信号として出力される。

【0046】ピーク電圧を抑圧後、フィルタ部6では、ピーク抑圧後の信号において発生する「従来よりも低減された帯域外の輻射電力」をさらに抑制するため、フィルタリング処理を行う。そして、フィルタリング処理後の信号を受け取った周波数変換部7では、所定の周波数変換処理を行い、送信アンプ部9では、周波数変換後の信号を増幅し、増幅後の信号をアンテナ10から送信する。

【0047】このように、本実施の形態においては、ピーク電力を抑圧するために送信信号の振幅に対して目標のしきい値を設定し、当該しきい値に近づくように送信信号を調整するためのゲインを、時間方向に平均化しながら適応的に算出する。そして、上記送信信号を、上記ゲインを用いてサンプル毎に調整する。これにより、ピーク電力を抑圧しながら、さらに帯域輻射を従来よりも低減できる。

【0048】なお、本実施の形態では、G1付加部4、ピーク抑圧部5の順に配置されているが、必ずしもこの順番である必要はなく、たとえば、図5に示すように、ピーク抑圧部5、G1付加部4の順に配置することとしてもよい。

【0049】実施の形態2、図6に、本発明にかかるマルチキャリア送信装置における実施の形態2のピーク抑圧部5の構成を示す図である。図6において、41、42はFIR(Finite Impulse Response)フィルタ部である。なお、実施の形態2のピーク抑圧部5以外の構成については前述した実施の形態1と同様である。また、実施の形態2のピーク抑圧部5において、ピーク抑圧部5と同様の内部構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、実施の形態1と異なるピーク抑圧部5の動作についてのみ説明する。

【0050】また、図7は、FIRフィルタ部41、42の構成の一例を示す図であり、43は(M+1)段のシフトレジスタ(Mは偶数)であり、44-1、44-2、…、44-(M+1)は乗算器であり、45は加算器である。

【0051】ここで、本実施の形態におけるピーク抑圧部5の動作を図6、図7を用いて説明する。

【0052】乗算器24では、選択部23の出力信号 $z(i)$ と所定のしきい値 d_{th} とを乗算し、その乗算結果をFIRフィルタ部41に対して出力する。FIRフィルタ部41では、次式(6)によりFIRフィルタ出力値 $v(i)$ を出力する（図7のFIRフィルタ部の構成を参照）。ここでは、FIRフィルタのタップ係数 $b(0)$ 、 $b(1)$ 、…、 $b(m)$ が各レジスタ値に乗算される。タップ係数は、たとえば、 $b(M/2)$ の係数が大きくなるように選択する。FIRフィルタ部41出力の一例を図4(a)に示す。

【0053】

【数6】

$$v(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} b(m+M/2) \cdot z(i-m) \cdot d_m \quad \cdots(6)$$

【0054】一方、2乗器26では、選択部23の出力信号 $z(i)$ の2乗を計算し、その計算結果をFIRフィルタ部42に対して出力する。FIRフィルタ部42では、次式(7)によりFIRフィルタ出力値 $u(i)$ を出力する(図7のFIRフィルタ部の構成を参照)。

$$u(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} b(m+M/2) \cdot z(i-m) \cdot z(i-m) \quad \cdots(7)$$

【0056】そして、FIRフィルタ部41およびFIRフィルタ部42の出力信号を受け取った除算器28では、前述の式(5)により除算を行い、ゲイン $g(i)$ を出力する。ゲイン $g(i)$ の一例を図4(b)に示す。

【0057】ピーク抑圧部5では、最後に、遅延器29にて遅延調整後の入力信号 $x(i)$ を受け取った乗算器30が、式(5)にて算出されたゲイン $g(i)$ と入力信号 $x(i)$ とを乗算する。乗算器30の出力は、ピーク抑圧後の信号として出力される。

【0058】このように、本実施の形態においては、ピーク電力を抑圧するために送信信号の振幅に対して目標のしきい値を設定し、当該しきい値に近づくように送信信号を調整するためのゲインを、時間方向に重み付け平均を行なながら適応的に算出する。そして、上記送信信号を、上記ゲインを用いてサンプル毎に調整する。これにより、ピーク電力を抑圧しながら、さらに帯域輻射を従来よりも低減できる。

【0059】実施の形態3、図8は、本発明にかかるマルチキャリア送信装置における実施の形態3のピーク抑圧部5の構成を示す図である。図8において、51はしきい値設定部であり、52は比較部であり、53は係数設定部であり、54は乗算器であり、55は選択部である。なお、ピーク抑圧部5以外の構成については前述した実施の形態1または2と同様である。また、実施の形態3のピーク抑圧部5において、実施の形態1または2のピーク抑圧部5と同様の内部構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、実施の形態1および2と異なるピーク抑圧部5の動作についてのみ説明する。

【0060】ここで、本実施の形態におけるピーク抑圧部5の動作を、図面を用いて説明する。図9は、実施の形態3のピーク抑圧部5の動作を説明するための図である。

【0061】まず、本実施の形態のピーク抑圧部5の原理を説明する。図9に示されるように、予め複数のしきい値を設けて、包絡線検出部21により検出された包絡線レベルがあるしきい値 T_{hn} ($n=1, 2, \dots, N$)を超える場合には、超えたしきい値に対応する係数 α

ここでは、上記同様、FIRフィルタのタップ係数 $b(0), b(1), \dots, b(m)$ が各レジスタ値に乗算される。

【0055】

【数7】

n ($n=1, 2, \dots, N$)を入力信号に対して重み付ける。設定される複数のしきい値と各しきい値に対応する係数の関係については、許容する最大のピーク電力を設定し、ピーク抑圧後に通過するフィルタから送信アンプ部までの非線形の系を考慮し、帯域外の輻射が小さくなるように設定する。具体的にいうと、複数のしきい値 $T_{h1}, T_{h2}, \dots, T_{hN}$ によりクラス分けを行い、クラス毎に適切な係数 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ を設定する。そして、これらの係数を規格化された入力信号に重み付ける。なお、これらのしきい値 T_{hn} および係数 α_n は、予め用意したマルチキャリア変調用トレーニング信号により設定される。

【0062】つぎに、上記原理を前提として実施の形態3のピーク抑圧部5の動作を説明する。包絡線検出部21にて入力信号の包絡線レベルを検出後、比較部52では、当該包絡線レベルとしきい値設定部51において予め用意された複数のしきい値 $T_{h1}, T_{h2}, \dots, T_{hN}$ とを比較し、係数設定部53では、当該比較結果に応じて係数 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ のなかからいずれか1つの係数を設定する。

【0063】入力信号を受け取った乗算器54では、上記のように設定された係数と入力信号とを乗算する。最後に、選択部55では、上記比較結果に応じて乗算器54出力または入力信号を選択し、その選択結果をピーク抑圧後の信号として出力する。たとえば、包絡線レベルが設定されたいずれのしきい値も超えない場合には、入力信号の振幅が維持されるように、係数が乗算されていない入力信号を出力する。

【0064】このように、本実施の形態においては、ピーク電力抑圧のために送信信号の振幅に対して1つあるいは複数のしきい値を設定し、信号振幅がどのしきい値を超えたかを検出し、当該検出されたしきい値に応じて送信信号に対して乗算する係数を設定する。これにより、ピーク電力を抑圧しながら、さらに帯域輻射を従来よりも低減できる。

【0065】実施の形態4、図10は、本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態4の構成を示す図である。図10において、11はG/I付加部であり、12はランプ処理部である。なお、前述の実施の形態1、

2または3と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、実施の形態1～3と異なるG I付加部1 1、ランプ処理部1 2の動作についてのみ説明する。

【0066】本実施の形態では、ランプ処理部1 2にてガードインターバル部分のランプ処理を行うため、ピーク電圧抑圧後にガードインターバルを付加している。G I付加部1 1の処理方法が前述の実施の形態1～3と異なる。

【0067】ここで、本実施の形態におけるマルチキャリア送信装置の動作を、図面を用いて詳細に説明する。なお、図1 1は、G I付加部1 1の処理方法を示す図であり、図1 2は、ランプ処理部1 2の処理方法を示す図である。

【0068】G I付加部1 1では、図1 1に示すように、ランプ処理部分を付加するため、シンボルの前後の特定部分をそれぞれコピーし、シンボル単位にガードインターバルG I (1)とG I (2)を付加する。

【0069】ガードインターバル付加後のシンボルを受け取ったランプ処理部1 2では、ガードインターバルG I (1)とG I (2)に対してランプ処理を施す。ランプ処理は、一般に、図1 2に示されるような余弦波形が乗算される。これにより、帯域外輻射を低減することが可能となる。ランプ処理後のシンボルはそれぞれ時間単位に加算され、ランプ処理部1 2では、当該加算結果としてランプ処理後のシンボル系列を生成する。

【0070】なお、本実施の形態のランプ処理部1 2は、ピーク抑圧部5を適用した構成に限らず、従来のようなクリッピング処理を行う構成に対しても適用可能である。また、本実施の形態では、ピーク抑圧部5、G I付加部1 1、ランプ処理部1 2の順で処理が行われているが、G I付加部1 1の後にランプ処理部1 2が配置されればよく、たとえば、G I付加部1 1、ランプ処理部1 2、ピーク抑圧部5の順で配置されていてもよい。

【0071】このように、本実施の形態においては、前述したピーク電力の抑圧処理と、さらに上記ガードインターバルに対するランプ処理と、を行う構成とした。これにより、さらに帯域輻射を低減できる。

【0072】実施の形態5、図1 3は、本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態5の構成を示す図である。なお、前述の実施の形態1～4と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0073】本実施の形態では、実施の形態4の構成における周波数変換部7の前に、帯域制限用のフィルタ部6を挿入する。フィルタ部6では、実施の形態1～3と同様に、輻射電力を抑制するためフィルタリング処理を行う。

【0074】このように、本実施の形態においては、ピーク電力の抑圧処理とガードインターバルに対するラン

プ処理を行った後、さらにフィルタにより帯域制限を行う構成とした。これにより、さらに帯域輻射を低減できる。

【0075】実施の形態6、図1 4は、本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態6の構成を示す図であり、1 3は利得制御部である。ここでは、ピーク抑圧部5とフィルタ部6の間に利得制御部1 3が設けられている。なお、前述の実施の形態1～5と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、実施の形態1～3と異なる利得制御部1 3の動作についてのみ説明する。

【0076】ここで、本実施の形態におけるマルチキャリア送信装置の動作を、図面を用いて詳細に説明する。なお、図1 5は、利得制御部1 3の構成を示す図であり、6 1はピーク検出部であり、6 2は利得算出部であり、6 3は遅延器であり、6 4は乗算器である。また、図1 6は、利得算出部6 2の動作原理を示す図である。

【0077】ピーク電圧抑圧後の信号を受け取った利得制御部1 3では、ピーク検出部6 1が、入力信号の包絡線レベルを検出し、予め定められた時間内、たとえば、シンボル時間内で、信号電力が最大となる部分（ピーク電力）を検出する。

【0078】ピーク電力を検出後、利得算出部6 2では、まず、当該ピーク電力と目標値d gとの比較を行う。図1 6 (a)に示すように、目標値d gがピーク電力を超える場合には、目標値d gを超えないようにするための利得制御用のゲインを設定する。一方、図1 6 (b)に示すように、目標値d gがピーク電力を超えない場合には、目標値d gに近づくようにするためのゲインを設定する。なお、ゲイン α は、ピーク検出部6 1で検出されたピーク電力を P_{max} とした場合、たとえば、次式(8)のように設定する。

$$\alpha = d g / P_{max} \quad \dots (8)$$

【0079】ゲイン α を設定後、乗算器6 4では、遅延器6 3にてピーク検出部6 1と利得算出部6 2の処理遅延を付加した入力信号に対して、当該ゲイン α を乗算し、その乗算結果として利得制御後の信号を出力する。

【0080】なお、本実施の形態では、実施の形態1、2または3のいずれのピーク抑圧部5を適用することとしてもよい。また、本実施の形態では、フィルタリング処理により帯域外輻射を抑えているが、フィルタ部の代わりに、たとえば、ランプ処理部を設ける構成としてもよい。さらに、本実施の形態では、G I付加部、ピーク抑圧部、利得制御部の順で配置されているが、ピーク抑圧部、利得制御部の順序が維持されればよく、たとえば、ピーク抑圧部、利得制御部、G I付加部の順で配置することとしてもよい。

【0081】このように、本実施の形態においては、ピーク抑圧後の信号に対して利得制御を行う構成とした。これにより、入力信号の平均電力の低下を抑えながら、

特定時間毎のピーク電力のばらつきを抑えることができる。

【0082】実施の形態7. 図17は、本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態7の構成を示す図である。なお、前述の実施の形態1~6と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、実施の形態6と異なるG I付加部11、ランプ処理部12の動作についてのみ説明する。

【0083】本実施の形態では、G I付加部11が、先に説明した図11に示すように、ランプ処理部分を付加するため、シンボルの前後の特定部分をそれぞれコピーし、シンボル単位にガードインターバルG I(1)とG I(2)を付加する。そして、ランプ処理部12では、ガードインターバルG I(1)とG I(2)に対してランプ処理を施す。ランプ処理は、先に説明した図12と同様である。

【0084】このように、本実施の形態においては、所定のガードインターバル付加後にランプ処理を行い、さらにピーク電圧抑圧後にフィルタリング処理を行う構成とした。これにより、入力信号の平均電力の低下を抑えながら、特定時間毎のピーク電力のばらつきを抑えることができるとともに、さらに帯域輻射を低減できる。

【0085】実施の形態8. 本実施の形態は、実施の形態6および7の利得制御部13内の利得算出部62の動作が異なる。なお、実施の形態8の構成については、前述した実施の形態6の図14または実施の形態7の図17と同様である。ここでは、動作の異なる利得算出部62の動作について説明する。

【0086】まず、利得算出部62では、入力信号と目標値d gと比較し、ゲインが設定する。たとえば、目標値d gよりもピーク電力P_{max}が大きい場合は、ゲインαを次式(9)で設定する。ただし、βは0<β_L<1とする。

$$\alpha = \beta_L \cdot d g / P_{max} \quad \dots (9)$$

【0087】一方、目標値d gよりもピーク電力P_{max}が小さい場合は、ゲインαを次式(10)で設定する。βは0<β_S<1とする。

$$\alpha = \beta_S \cdot d g / P_{max} \quad \dots (10)$$

【0088】なお、前記β_Lおよびβ_Sは同一の値となつても構わない。

【0089】このように、本実施の形態においては、ピーク抑圧後の信号に対して利得制御を行うため、特定時間毎に得られる入力信号の平均電力の低下を抑えることができる。さらに、特定時間毎のピーク電力のばらつきを許容しながら、平均電力の増減を抑えることができる。

【0090】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、ピーク電圧抑圧手段が、ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的に

ゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧する。これにより、クリッピング処理によりピーク電力を抑圧する従来技術と比較して、大幅に帯域輻射を低減できる、という効果を奏する。

【0091】つぎの発明によれば、ピーク電圧抑圧手段が、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧する。これにより、クリッピング処理によりピーク電力を抑圧する従来技術と比較して、大幅に帯域輻射を低減できる、という効果を奏する。

【0092】つぎの発明によれば、ピーク電圧抑圧手段が、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧した後、ランプ処理手段が、ガードインターバル付加後の信号に対してランプ処理を行う。これにより、さらに帯域輻射を低減できる、という効果を奏する。

【0093】つぎの発明によれば、ランプ処理手段が、ガードインターバル付加後の信号に対してランプ処理を行った後、ピーク電圧抑圧手段が、ランプ処理後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧する。これにより、さらに帯域輻射を低減できる、という効果を奏する。

【0094】つぎの発明によれば、ピーク電圧抑圧時に発生する帯域外の輻射電力を抑制する。これにより、さらに帯域輻射を低減できる、という効果を奏する。

【0095】つぎの発明によれば、ピーク電圧抑圧手段が、ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧した後、利得制御手段が、ピーク抑圧後の信号に対して利得制御を行い、さらに、フィルタ手段が、利得制御後の信号における帯域外の輻射電力を抑制する。これにより、入力信号の平均電力の低下を抑えながら、特定時間毎のピーク電力のばらつきを抑えることができる。

【0096】つぎの発明によれば、ピーク電圧抑圧手段が、ガードインターバル付加後の信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記ガードインターバル付加後の信号のピーク電力を抑圧した後、利得制御手段が、ピーク抑圧後の信号に対して利得制御を行い、さらに、ランプ処理手段が、利得制御後の信号に対してランプ処理を行う。これにより、入力信号の平均電力の低下を抑えながら、特定時間毎のピーク電力のばらつきを抑えることができる。

【0097】つぎの発明によれば、ピーク電圧抑圧手段

が、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧した後、利得制御手段が、ピーク抑圧後の信号に対して利得制御を行い、さらに、フィルタ手段が、ガードインターバル付加後の信号における帯域外の輻射電力を抑制する。これにより、入力信号の平均電力の低下を抑えながら、特定時間毎のピーク電力のばらつきを抑えることができる。

【0098】つぎの発明によれば、ピーク電圧抑圧手段が、マルチキャリア変調信号の振幅が所定のしきい値に近づくように適応的にゲインを算出し、当該ゲインを用いて前記マルチキャリア変調信号のピーク電力を抑圧した後、利得制御手段が、ピーク抑圧後の信号に対して利得制御を行い、さらに、ランプ処理手段が、ガードインターバル付加後の信号に対してランプ処理を行う。これにより、入力信号の平均電力の低下を抑えながら、特定時間毎のピーク電力のばらつきを抑えることができる。

【0099】つぎの発明によれば、ピーク抑圧後の信号に対して利得制御を行うため、特定時間毎に得られる入力信号の平均電力の低下を抑えることができる、という効果を奏する。さらに、特定時間毎のピーク電力のばらつきを許容しながら、平均電力の増減を抑えることができる、という効果を奏する。

【0100】つぎの発明によれば、まず、特定時間単位に入力信号のピーク電力を算出し、つぎに、算出したピーク電力が所定の値を超える場合または所定の値を下回る場合に当該所定の値に近づくように利得を設定し、最後に、入力信号に対して前記利得を乗算する。これにより、確実に信号レベルを調整できる、という効果を奏する。

【0101】つぎの発明によれば、まず、入力信号の包絡線レベルを検出し、つぎに、当該包絡線レベルと所定のしきい値との比較結果に基づいてしきい値または包絡線レベルを選択し、つぎに、選択結果としきい値との乗算結果の移動平均結果と、選択結果の2乗値の移動平均結果、に基づいてゲインを算出し、最後に、入力信号に対して前記ゲインを乗算する。これにより、確実にピーク電力を抑圧することができる、という効果を奏する。

【0102】つぎの発明によれば、まず、入力信号の包絡線レベルを検出し、つぎに、当該包絡線レベルと所定のしきい値との比較結果に基づいてしきい値または包絡線レベルを選択し、つぎに、選択結果としきい値との乗算結果に対する第1のFIRフィルタ手段出力と、選択結果の2乗値に対する第2のFIRフィルタ手段出力、に基づいてゲインを算出し、最後に、入力信号に対して前記ゲインを乗算する。これにより、確実にピーク電力を抑圧することができる、という効果を奏する。

【0103】つぎの発明によれば、まず、入力信号の包絡線レベルを検出し、つぎに、当該包絡線レベルと複数

のしきい値との比較結果に基づいてゲインを設定し、つぎに、設定されたゲインと入力信号とを乗算し、最後に、前記比較結果に基づいて乗算結果または入力信号を選択する。これにより、確実にピーク電力を抑圧することができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態1の構成を示す図である。

【図2】 実施の形態1のピーク抑圧部の構成を示す図である。

【図3】 移動平均部の構成の一例を示す図である。

【図4】 重み付けのためのゲインの生成方法を説明するための図である。

【図5】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態1の構成を示す図である。

【図6】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置における実施の形態2のピーク抑圧部の構成を示す図である。

【図7】 FIRフィルタ部の構成の一例を示す図である。

【図8】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置における実施の形態3のピーク抑圧部の構成を示す図である。

【図9】 実施の形態3のピーク抑圧部の動作を説明するための図である。

【図10】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態4の構成を示す図である。

【図11】 GI付加部の処理方法を示す図である。

【図12】 ランプ処理部の処理方法を示す図である。

【図13】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態5の構成を示す図である。

【図14】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態6の構成を示す図である。

【図15】 利得制御部の構成を示す図である。

【図16】 利得算出部の動作原理を示す図である。

【図17】 本発明にかかるマルチキャリア送信装置の実施の形態7の構成を示す図である。

【図18】 従来のマルチキャリア送信装置の基本構成を示す図である。

【図19】 シンボルに付加するガードインターバルを説明するための図である。

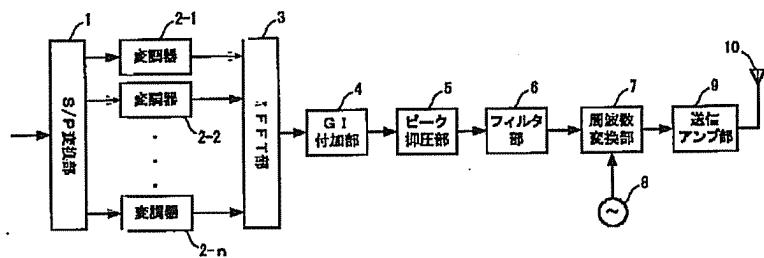
【符号の説明】

- 1 シリアル／パラレル (S/P) 変換部、2-1, 2-2, 2-n 変調器、3 逆フーリエ変換 (IFFT) 部、4 ガードインターバル (GI) 付加部、5 ピーク抑圧部、6 フィルタ部、7 周波数変換部、8 発振器、9 送信アンプ部、10 アンテナ、11 GI付加部、12 ランプ処理部、13 利得制御部、21 包絡線検出部、22 比較部、23 選択部、24 乗算器、25 移動平均部、26 2乗器、27 移

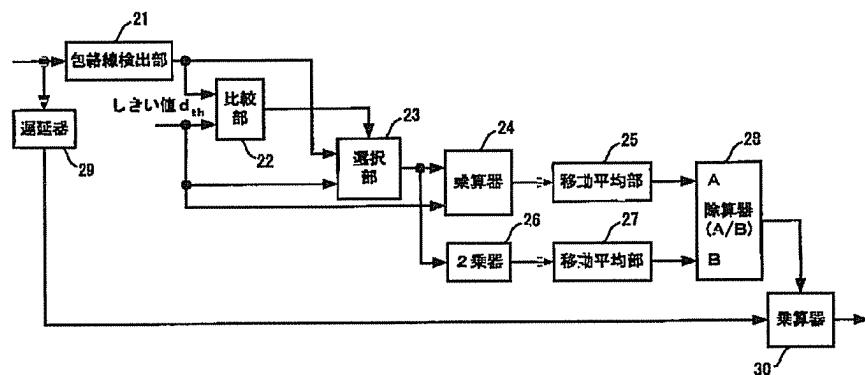
動平均部、28 除算器、29 遅延器、30 乗算器、31 シフトレジスタ、32 加算器、33 乗算器、41, 42 F I R フィルタ部、43 シフトレジスタ、44-1, 44-2, 44-(M+1) 乗算器、

45 加算器、51 しきい値設定部、52 比較部、53 係数設定部、54 乗算器、55 選択部、61 ピーク検出部、62 利得算出部、63 遅延器、64 乗算器。

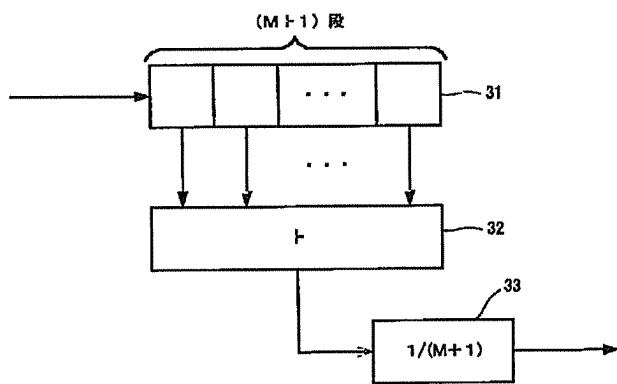
【図1】



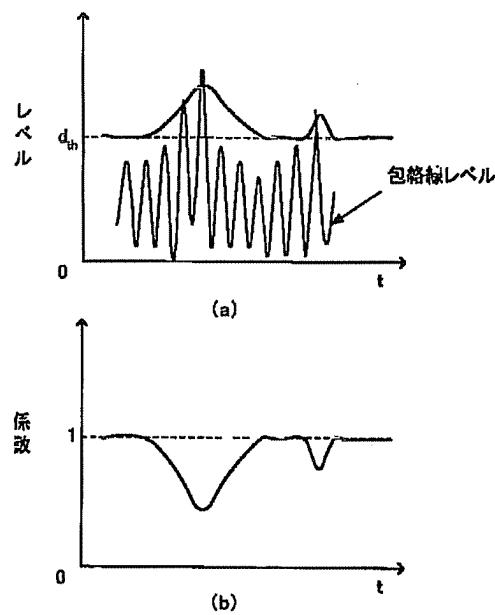
【図2】



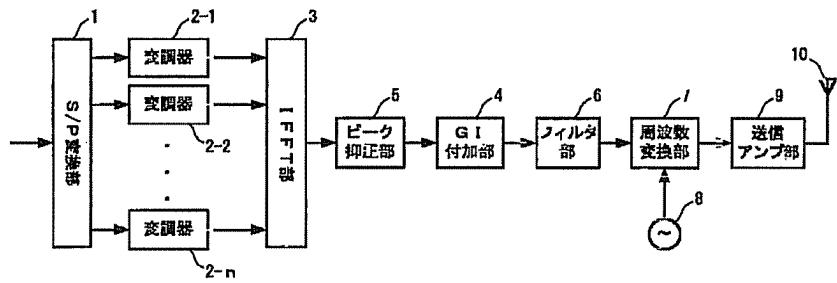
【図3】



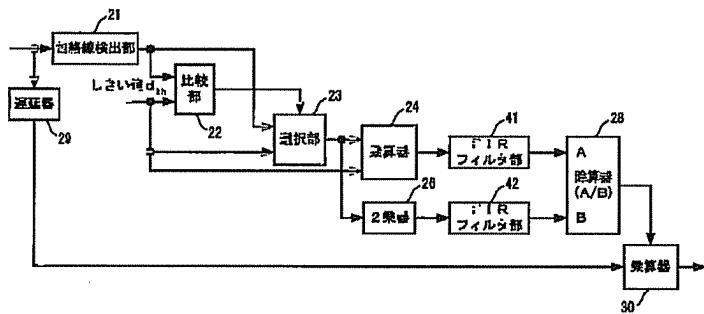
【図4】



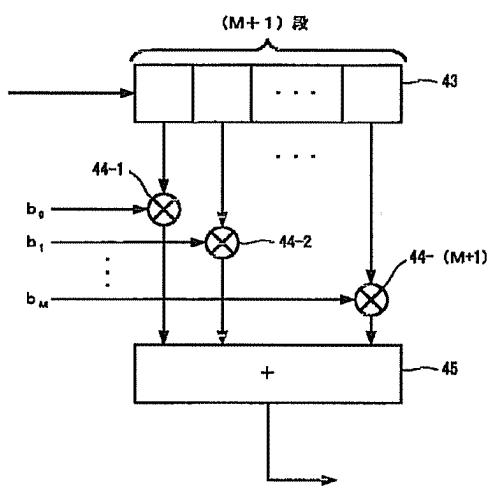
【図5】



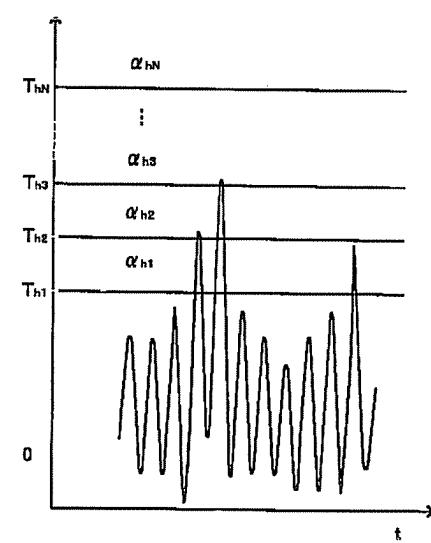
【図6】



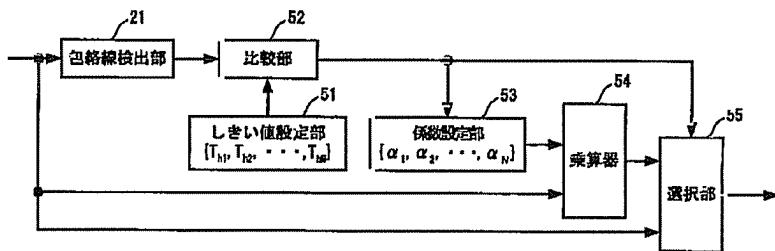
【図7】



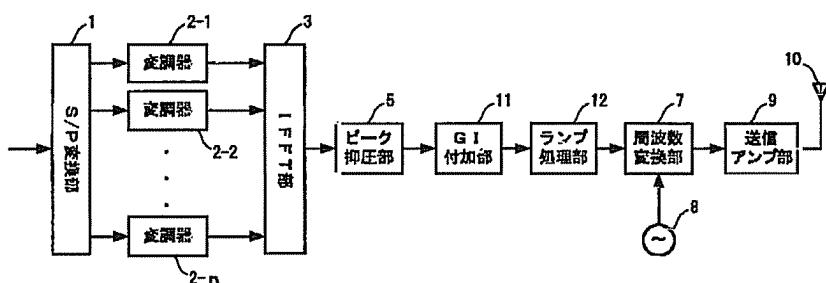
【図9】



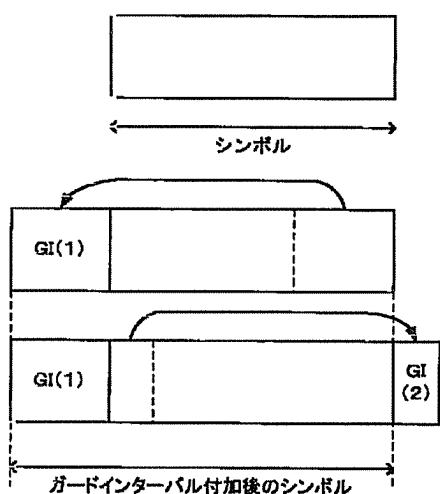
【図8】



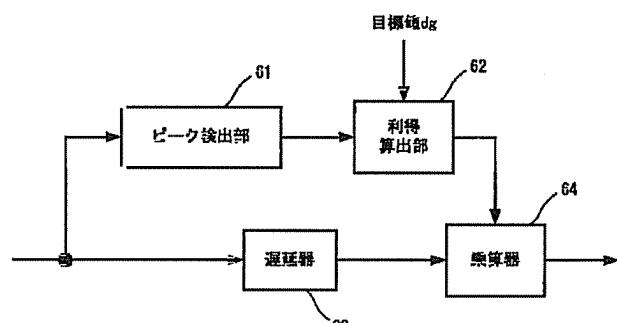
【図10】



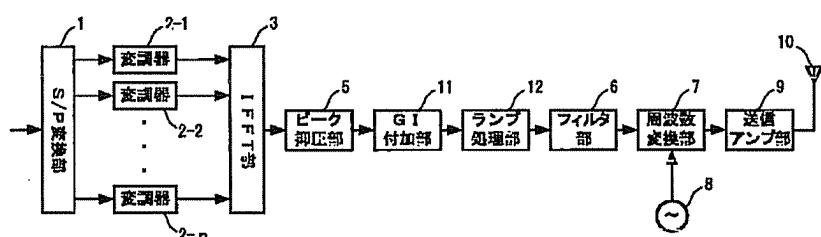
【図11】



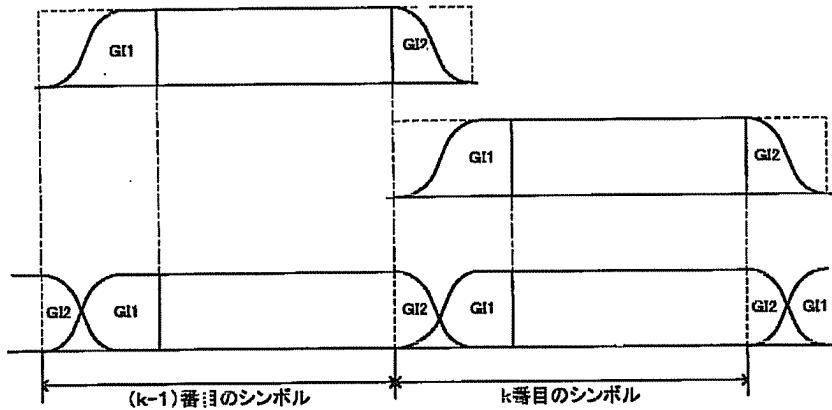
【図15】



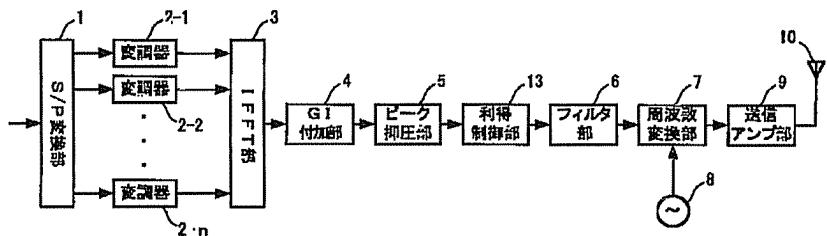
【図13】



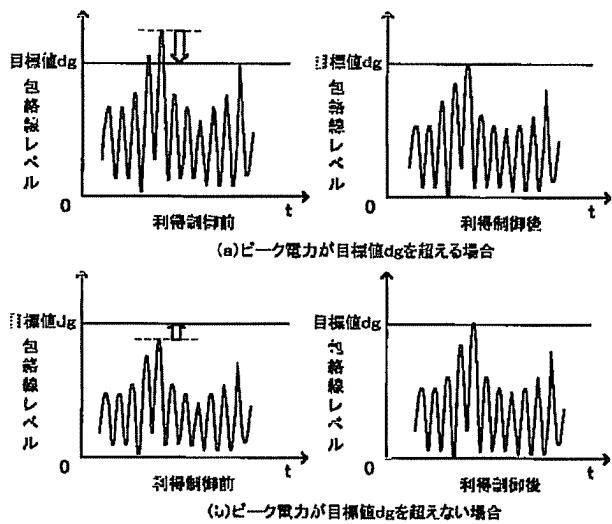
【図12】



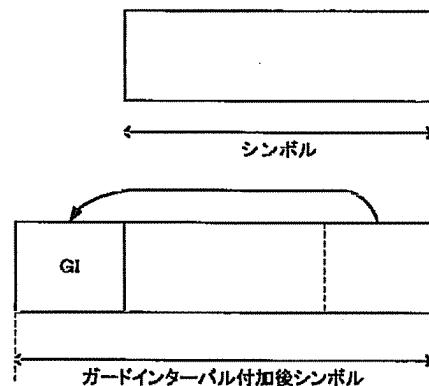
【図14】



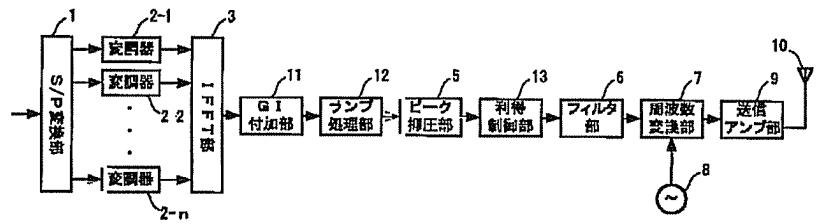
【図16】



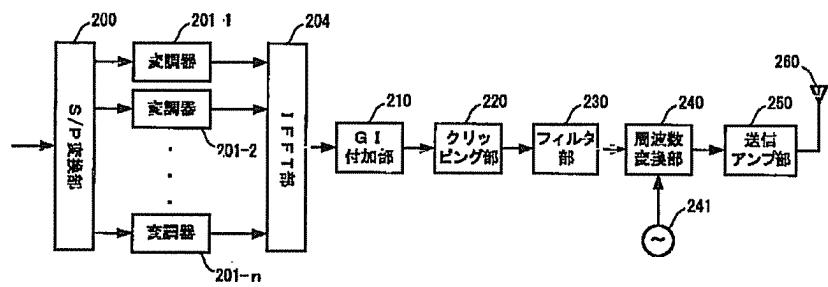
【図19】



【図17】



【図18】



(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2002年7月18日 (18.07.2002)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 02/056516 A1

(51) 国際特許分類: H04J 11/00, 1/00 Fumiyasu) [JP/JP]; 〒319-1221 茨城県日立市大みか町七丁目2番1号 株式会社 日立製作所 電力・電機開発研究所内 Ibaraki (JP).

(21) 国際出願番号: PCT/JP01/00065

(22) 国際出願日: 2001年1月10日 (10.01.2001) (74) 代理人: 弁理士 作田康夫(SAKUTA, Yasuo); 〒100-8220 東京都千代田区丸の内一丁目5番1号 株式会社 日立製作所内 Tokyo (JP).

(25) 国際出願の言語: 日本語 (81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AU, BA, BB, BG, BR, BZ, CA, CN, CR, CU, CZ, DM, DZ, EE, GD, GE, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KR, LC, LK, LR, LT, LV, MA, MG, MK, MN, MX, NO, NZ, PL, RO, SG, SI, SK, SL, TR, TT, UA, US, UZ, VN, YU, ZA.

(26) 国際公開の言語: 日本語 (84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

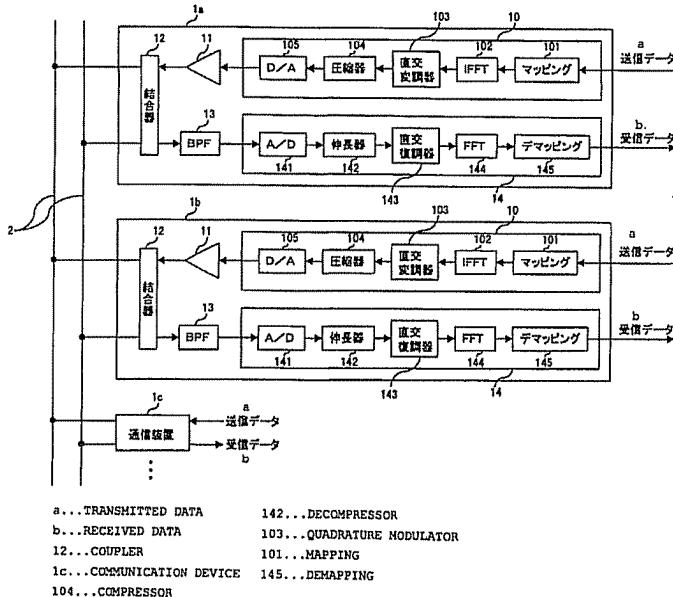
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社 日立製作所 (HITACHI, LTD.) [JP/JP]; 〒101-8010 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地 Tokyo (JP).

(72) 発明者; および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 一ノ瀬祐治 (ICHINOSE, Yuji) [JP/JP]. 有田節男 (ARITA, Setsuo) [JP/JP]. 山田 泉 (YAMADA, Izumi) [JP/JP]. 菅原拓也 (SUGAWARA, Takuya) [JP/JP]. 大木戸文康 (OKIDO,

[続葉有]

(54) Title: COMMUNICATION DEVICE AND COMMUNICATION SYSTEM USING IT

(54) 発明の名称: 通信装置及びそれを用いた通信システム



(57) Abstract: A communication device comprises a compressor for receiving a modulation signal, obtained by combining a plurality of carriers modulated with transmitted data, and amplifying the modulation signal with a first amplification factor for a signal lower than a preset threshold level and a second amplification factor for a signal exceeding a threshold level lower than that for the first amplification factor. Since a signal exceeding the threshold level is compressed more than a signal lower

[続葉有]

WO 02/056516 A1



添付公開書類:
— 國際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

than the threshold level by setting the amplification factor for the signal exceeding the threshold level to a value lower than the amplification factor for the signal lower than the threshold level, the peak power of the modulation signal is lowered. Furthermore, the peak ratio is reduced because lowering of the average power is limited as compared with lowering of the peak power.

(57) 要約:

送信データにより変調された複数の搬送波を合成して得られた変調信号を入力し、予め設定された閾値以下の信号に対する第1增幅率と、第1增幅率よりも小さな値が設定された閾値を超える信号に対する第2增幅率とによって変調信号を增幅する圧縮器を備えた。閾値を超える信号の增幅率を閾値以下の信号の增幅率よりも小さな値とすることによって、閾値を超える信号が閾値以下の信号に比べて圧縮されるため、変調信号のピーク電力が低下し、かつ平均電力の低下はピーク電力の低下よりも小さく押さえられるため、ピーク比は低減される。

明細書

通信装置及びそれを用いた通信システム

技術分野

本発明は、直交周波数分割多重方式のようなマルチキャリア変調方式により通信を行う通信装置及びそれを用いた通信システムに関する。

背景技術

搬送波（キャリア）を用いた通信技術において、1つのキャリアの振幅、位相或いは周波数を変調することによりデータを送信する方式をシングルキャリア変調方式と呼ぶ。これに対して、振幅或いは位相が変調された複数のキャリアを合成して送信信号とする方式をマルチキャリア変調方式と呼ぶ。伝送速度が同じ場合、マルチキャリア変調方式の方がキャリア数倍送信時間を長くできるため、通信路で発生する反射波の影響を受けにくいという特徴がある。

直交周波数分割多重（以下、O F D M という）方式は、マルチキャリア変調方式の一つであり、キャリアの周波数間隔を最小にできるので周波数利用効率が高い。このため、電力線搬送、デジタルテレビ放送、無線及び電話回線を用いる x D S L (Digital Subscriber Line) の変調方式として採用されている。

このO F D M 方式に限らずマルチキャリア変調方式では、複数のキャリアを合成して送信信号とするため、送信信号の振幅の実効値に対して比較的高いピーク振幅を持つ。つまり、ピーク電力と平均電力との比（以下、ピーク電力／平均電力をピーク比と呼ぶ）が高い。一般に、通信装置には送信出力に規制値があるため、マルチキャリア変調方式のように

ピーク比が高いと、平均電力を大きくすることができない。通信装置の伝送特性は通信装置を含めた伝送路の信号雑音比（S／N）によって決まるが、前述の通り、マルチキャリア変調方式では平均電力を大きくすることができないためにS／Nを高くすることが難しく、その結果、伝送誤りが増加してしまう。また、ピーク比が高いことにより、送信アンプとして最大電力の大きなアンプを使用しなければならず、送信アンプのコストが高くなる。更に、送受信の信号処理に用いられるデジタル処理回路のダイナミックレンジを大きくしなければならない。

ピーク比を低減するための従来技術としては、特開平8-97797号公報、特開平10-178411号公報及び特開平11-163826号公報等があるが、これらの従来技術では、伝送データの配列により発生するピーク電力を低減するための配列変換用の複雑な演算が必要であったり、データ配列を制限するための冗長ビットを付加することにより実効的な伝送速度が低下するという問題がある。

発明の開示

本発明の目的は、マルチキャリア変調方式を用いて通信を行う際に、伝送速度を低下させることなくピーク比を低減可能な通信装置及びそれを用いた通信システムを提供することにある。

上記目的を達成する本発明の特徴は、送信データにより変調された複数の搬送波を合成して得られた変調信号を入力し、予め設定された閾値以下の信号に対する第1增幅率と、前記第1增幅率よりも小さな値が設定された前記閾値を超える信号に対する第2增幅率とによって前記変調信号を增幅する圧縮器と、前記圧縮器の出力信号に基づいて得られた送信信号を送信する送信手段とを備えたことにある。

閾値を超える信号の増幅率を閾値以下の信号の増幅率よりも小さな値とすることによって、閾値を超える信号が閾値以下の信号に比べて圧縮されるため、変調信号のピーク電力が低下し、かつ平均電力の低下はピーク電力の低下よりも小さく押さえられるため、ピーク比は低減される。また、従来技術のようにデータ配列を制限するための冗長ビットを付加する必要がないため、伝送速度を低下させることがない。

図面の簡単な説明

第1図は、本発明の好適な一実施例である通信システムの構成図、第2図は、圧縮器104及び伸長器142に設定された増幅率の特性図、第3図は、圧縮器104の入力信号（源信号）、出力信号（圧縮信号）及び源信号と圧縮信号のピーク比を示す図、第4図は、伸長を行わない場合と伸長を行った場合における信号点配置誤差を示す図、第5図は、入力振幅と出現頻度との関係及び入力振幅と累積頻度との関係を示す図、第6図は、本発明の他の実施例である通信システムの構成図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を用いて本発明の実施例を詳細に説明する。

（実施例1）

第1図は、本発明の好適な一実施例である通信システムの構成を示す。第1図に示すように、本実施例の通信システムでは、複数の通信装置1a, 1b, 1c…が電力線2を介して接続されており、各通信装置1a, 1b, 1c…は電力線2に信号を疊重することによって互いにデータを送受信する。つまり、本実施例の通信装置は、電力線搬送によつてデータを送受信する電力線搬送装置である。なお、通信装置1a,

1 b, 1 c …は、同じ装置構成となっており、その動作も同様である。

以下、通信装置 1 a から通信装置 1 b にデータを送信する場合について説明する。まず、通信装置 1 b へ送信する送信データが、通信装置 1 a の O F D M 変調器 1 0 に入力される。O F D M 変調器 1 0 において、入力された送信データはマッピング 1 0 1 に入力され、マッピング 101 は入力された送信データを 0, 1 パターンから複素数データに変換する。この複素数データが、各キャリアの振幅データとなる。得られた複素数データは、逆高速フーリエ変換器 (I F F T) 1 0 2 に入力され、逆高速フーリエ変換されることによって時間領域での変調信号が生成される。なお、本実施例では、振幅及び周波数の異なる複数のキャリアを合成するため、逆高速フーリエ変換を採用している。I F F T 1 0 2 による逆高速フーリエ変換によって得られた複素数信号は、直交変調器 1 0 3 に入力される。直交変調器 1 0 3 は、入力された複素数信号を実数信号に変換して出力する。従来は、この直交変調器 1 0 3 で得られた信号をアナログ信号に変換した後、電力線 2 に疊重して送信していたが、本実施例ではアナログ信号に変換する前に信号の圧縮を行う。

直交変調器 1 0 3 から出力された実数信号は圧縮器 1 0 4 に入力され、圧縮器 1 0 4 は入力された信号を予め設定された増幅率で増幅（圧縮）する。第 2 図 (a) は、圧縮器 1 0 4 における増幅率、すなわち入力信号の振幅（以下、入力振幅と呼ぶ）とそれに対する出力信号の振幅（以下、出力振幅と呼ぶ）とを示す。第 2 図 (a) に示すように、圧縮器 1 0 4 は、入力振幅が 0 から 0.03 の範囲では増幅率を 1 とし、入力振幅が 0.03 以上の範囲では増幅率を $1/8$ (0.125) としている。つまり、入力振幅 0.03 を閾値として増幅率を変化させている。なお、この閾値及び増幅率の決定方法については後述する。

第3図(a)に示す信号が圧縮器104に入力された場合の圧縮後の信号を第3図(b)に示す。OFDM変調方式のようなマルチキャリア変調方式を用いた場合、複数のキャリアの重ね合わせによって、圧縮器104の入力信号(源信号と呼ぶ)は第3図(a)に示されるようにパルス状の振幅変化により振幅の大きな点が存在する波形となる。この第3図(a)に示す源信号を圧縮器104にて圧縮すると、第3図(b)に示すように、0.03以上の振幅が大幅に圧縮されて突出したピークがなくなる。本実施例の圧縮器104では、前述の通り、閾値である0.03以上の範囲で振幅を1/8に圧縮する、すなわち大きな振幅を圧縮することでピーク電力を低減でき、また閾値0.03以下の振幅は増幅率を1として圧縮しないので平均電力はほとんど減少しない。従つて、ピーク電力と平均電力との比であるピーク比が大幅に低減される。第3図(c)は送信データとしてランダムデータを与えた場合の源信号のピーク比及び圧縮信号のピーク比と試行回数との関係をシミュレーションによって求めた結果を示す。図に示されるように、源信号のピーク比は最大で20近くあるのに対して、圧縮信号のピーク比は5以下に低減されている。このように本実施例によれば、信号圧縮を行わない場合と比較してピーク比の最大値を約4分の1まで低減することができ、それにより後述するアンプの最大電力を従来の約4分の1に低減することができる。逆に、従来と同一のアンプを用いた場合には送信電力を4倍まで大きくできる。

圧縮器104から出力された信号は、デジタル/アナログ変換器(D/A)105に入力され、D/A105は入力された信号をデジタル信号からアナログ信号に変換して出力する。D/A105から出力された信号が、OFDM変調器10から出力されるOFDM変調信号としてア

ンプ 1 1 に入力される。アンプ 1 1 は入力された O F D M 変調信号を予め設定された増幅率にて増幅し、アンプ 1 1 によって増幅された O F D M 変調信号は結合器 1 2 に入力される。結合器 1 2 は、入力された O F D M 変調信号を電力線 2 に畳重する。

電力線 2 に畳重された O F D M 変調信号は、通信装置 1 b にて受信される。通信装置 1 b の結合器 1 2 は、電力線 2 に畳重された信号のうち、通信装置 1 b に対して出力された信号を認識して取り込む。なお、電力線 2 に畳重される信号には予め送信先の通信装置に割り当てられたアドレス情報が付加されており、結合器 1 2 はそのアドレス情報に基づいて取り込むべき信号を認識する。結合器 1 2 によって取り込まれた信号は B P S (バンドパスフィルタ) 1 3 に入力され、B P S 1 3 では予め設定された周波数範囲の信号だけを出力する。この B P S 1 3 によりノイズが除去される。B P S 1 3 から出力された信号は、O F D M 復調器 1 4 に入力される。

O F D M 復調器 1 4 に入力された信号はアナログ／デジタル変換器 (A／D) 1 4 1 に入力され、A／D 1 4 1 は入力された信号をアナログ信号からデジタル信号に変換して出力する。A／D 1 4 1 から出力された信号は伸長器 1 4 2 に入力され、伸長器 1 4 2 は圧縮器 1 0 4 の逆変換となるような増幅率により信号を増幅(伸長)する。第 2 図 (b) は、伸長器 1 4 2 における増幅率、すなわち入力振幅とそれに対する出力振幅とを示す。第 2 図 (b) に示すように、伸長器 1 4 2 は、入力振幅が 0 から 0.03 の範囲では増幅率を 1 とし、入力振幅が 0.03 以上の範囲では増幅率を圧縮器 1 0 4 における増幅率の逆数である 8 としている。つまり、伸長器 1 4 2 でも入力振幅 0.03 を閾値として増幅率を変化させている。しかも、閾値 0.03 以上の入力振幅に対する増

幅率は、圧縮器 104 の增幅率の逆数としているので、圧縮器 104 の入力信号（源信号）と同じ信号が伸長器 142 の出力信号として得られる。

第 4 図 (a) は、伸長を行わなかった場合の信号点配置誤差を示し、第 4 図 (b) は、本実施例のように伸長を行った場合の信号点配置誤差を示す。図に示されるように、第 4 図 (a) の伸長を行わない場合に比べて、第 4 図 (b) の伸長を行った場合の信号点配置誤差は非常に小さくなっている。このように、圧縮して送信した信号に対して O F D M 復調する前に伸長を行うことで送信信号の歪みを除去することができ、正しく復調することが可能となる。

伸長器 142 から出力された信号は直交復調器 143 に入力され、直交復調器 143 は入力された信号を実数信号から複素数信号に変換する。直交復調器 143 によって得られた複素数信号は、高速フーリエ変換器 (F F T) 144 に入力され、高速フーリエ変換されることによって周波数領域の信号が生成される。F F T 144 により得られた信号はデマッピング 145 に入力され、デマッピング 145 は入力された信号を複素数データから 0, 1 パターンのデータに変換する。このデータが受信データである。このようにして、通信装置 1a から通信装置 1b へのデータの送信が行われる。

ここで、圧縮器 104 における閾値の決定方法について説明する。閾値を小さくするほどピーク電力は小さくなるが、それに伴い平均電力も低下するため、閾値を小さくしすぎるとピーク比の低減効果が小さくなる。例えば極端な例として、閾値を 0 とする場合には、信号全体が圧縮されるためにピーク電力は小さくなるがピーク比は変わらない。O F D M 変調信号では大きな振幅の頻度は少ないので、その大きな振幅のみを圧縮

するように閾値を設定するとよい。第5図(a)は、1周期256個のOFDM変調信号に対して振幅度数を100回計数した結果を示し、第5図(b)は入力振幅とその累積頻度との関係を示す。この計数結果において、平均電力換算の振幅は0.02であり、0.02以下の累積頻度は約0.7である。また、振幅0.04では累積頻度が0.95となっている。OFDM変調信号の瞬時電力分布はカイ2乗分布となることが知られており、第5図の結果はそれと一致している。従って、閾値を平均振幅0.02以下に設定すると、平均電力が低下し、圧縮する信号の度数も増えるので好ましくない。一方、閾値を平均振幅の3倍以上に設定すると、圧縮する信号の度数が少なくなりすぎ、ピーク電力の低減効果が小さくなるので好ましくない。よって、閾値は平均電力換算振幅の1～3倍の範囲内で設定するのが望ましい。更に、送信信号の歪みを小さくする、すなわち圧縮する信号の頻度を最小限にすることを考慮すれば、閾値は平均電力の振幅の2倍程度が良い。

次に、圧縮器104における增幅率について説明する。閾値を越える振幅に対する增幅率が小さいほどピーク比を低減できる。しかし、小さくしすぎるとデジタル値での量子化誤差が増えててしまう。従って、閾値以下の增幅率に対して1/10程度を閾値以上の增幅率の下限とするといい。

以上説明した本実施例の圧縮器104について、数式を用いて説明する。圧縮器104の入力信号をx、出力信号をy、閾値をsとすると、圧縮器104における入力信号x及び出力信号yの関係は(数1)となる。

$$\begin{aligned} y &= G_1 \cdot x && (x \leq s \text{ のとき}) \\ y &= G_1 \cdot s + G_2 \cdot (x - s) && (x > s \text{ のとき}) \end{aligned} \quad \left. \right\} \dots \text{ (数1)}$$

ここで、G 1 及び G 2 は増幅率であり、増幅率 $G_1 > G_2$ である。

(数 1) に示すように、入力信号 x が閾値 s を超える場合は、閾値 s を超える部分を増幅率 G_2 で増幅するが、閾値 s 以下の部分に対応する増幅率 G_1 よりも増幅率 G_2 は小さいため、閾値 s を超える部分は閾値 s 以下の部分よりも圧縮される。これにより、ピーク電力を確実に低減することができ、かつ平均電力の低下は小さいため、ピーク比が低減される。なお、全ての入力振幅を 1 以下の増幅率（一定）で増幅すれば、出力のピーク電力は低減できるが、平均電力も同一比率で低下するため、ピーク比は低減できない。つまり、本実施例のように振幅の比較的大きな部分のみを圧縮しなければピーク比を抑制することはできない。なお、伸長器 142 における閾値は $s \times G_1$ とし、閾値を超える部分の増幅率は G_2 の逆数にすれば良い。第 2 図 (c) は、圧縮器 104 における増幅率の他の一例を示している。図示するように、閾値よりも小さな入力振幅に対して G_1 より低い増幅率であれば増幅率を G_3 のように連続的に変化させても同様の効果が得られる。

(実施例 2)

次に、本発明の他の実施例である通信システムについて実施例 1 と異なる点を説明する。上述したように O F D M 変調信号はキャリアの合成によりピーク比が高くなる。しかし、各キャリアの振幅、位相の組合せによってはピーク比が小さい場合もあり、その場合には圧縮が不要であるので圧縮を行わない。そして、送信信号に信号を圧縮したか否かの情報を付加して送信し、受信側ではその情報に従って、圧縮した信号であれば伸長器 142 に入力し、伸長後に O F D M 復調する。非圧縮の受信信号であれば、伸長器 142 を介さずに O F D M 復調する。圧縮した信

号を伸長しても多少の歪みは残ってしまうため、本実施例のように圧縮が不要な場合には非圧縮とすることで、不必要的圧縮を避け、歪みの発生を抑制することができる。それにより、通信の信頼性を更に向上させることができる。

(実施例 3)

続いて、本発明の他の実施例である通信システムについて、実施例1と異なる点を第6図を用いて説明する。第6図は、本実施例のO F D M変調器10'及びO F D M復調器14'の構成を示している。図示するように、本実施例のO F D M変調器10'は、2つの圧縮器104a, 104bを備えており、また、圧縮器104a, 104bの後段に直交変調器103が設けられている。I F F T 102から出力された複素数信号は、実数信号及び虚数信号に分けられて、実数信号が圧縮器104aに入力され、虚数信号が圧縮器104bに入力される。圧縮器104a, 104bはそれぞれ実数信号及び虚数信号に対して実施例1と同様に圧縮を行う。圧縮器104a, 104bにて圧縮された実数信号及び虚数信号は、直交変調器103に入力され、直交変調器103は入力された複素数信号（実数信号及び虚数信号）を実数信号に変換する。このように、圧縮器を実数信号及び虚数信号それぞれに対して設けることにより、例えば、実数信号のピーク電力が閾値よりも小さく、ピーク比も小さい場合には、実数信号について圧縮が行われないため、信号の歪みが生じない。一方、受信側となるO F D M復調器14'では、直交復調器143によって得られた複素数信号が実数信号及び虚数信号に分けられて、それぞれ伸長器142a, 142bに入力される。伸長器142aの増幅率は圧縮器104aの逆変換を行うように設定されており、伸長器142bの増幅率は圧縮器104bの逆変換を行うように設定されている。

本実施例によれば、複素数信号を実数信号及び虚数信号に分けてピーク比の小さな信号については圧縮を行わないため、信号の歪みを低減することが可能となり、通信の信頼性を更に向上させることができる。

以上説明した各実施例では、電力線搬送によってデータ送受信を行う場合について説明したが、本発明は電力線搬送以外の通信方法にも適用可能である。また、各実施例では、マルチキャリア変調方式の例としてO F D M方式について説明したが、本発明はO F D M方式以外のマルチキャリア変調方式にも適用可能である。

産業上の利用可能性

本発明は、O F D M方式のようなマルチキャリア変調方式により通信を行う通信システムに適用できる。この適用により、通信速度を低下させることなく、ピーク比を低減することができる。

請求の範囲

1. 送信データにより変調された複数の搬送波を合成して得られた変調信号を入力し、予め設定された閾値以下の信号に対する第1增幅率と、前記第1增幅率よりも小さな値が設定された前記閾値を超える信号に対する第2增幅率とによって前記変調信号を増幅する圧縮器と、前記圧縮器の出力信号に基づいて得られた送信信号を送信する送信手段とを備えたことを特徴とする通信装置。
2. 前記閾値は、前記変調信号の振幅の平均値に対して1～3倍の範囲内の値が設定されることを特徴とする請求項1記載の通信装置。
3. 前記第1增幅率は、前記第2增幅率の10倍以下の値であることを特徴とする請求項1記載の通信装置。
4. 前記変調信号は、直交周波数多重分割方式によって得られた変調信号であることを特徴とする請求項1記載の通信装置。
5. 送信データにより変調された複数の搬送波を合成して得られた変調信号を入力し、予め設定された閾値以下の信号に対する第1增幅率と、前記第1增幅率よりも小さな値が設定された前記閾値を超える信号に対する第2增幅率とによって前記変調信号を増幅する圧縮器、及び前記圧縮器の出力信号に基づいて得られた送信信号を送信する送信手段を有する第1通信装置と、
前記送信手段によって送信された送信信号を受信する受信手段、及び前記圧縮器における前記変調信号の増幅とは逆変換となるように前記受信手段にて受信した信号を増幅する伸長器を有する第2通信装置と、を備えたことを特徴とする通信システム。
6. 前記伸長器は、前記閾値に前記第1增幅率をかけた値以下の信号に対して前記第1增幅率の逆数にて増幅を行い、前記閾値に前記第1增幅

率をかけた値を超える信号に対して前記第2增幅率の逆数にて增幅を行うことを特徴とする請求項5記載の通信システム。

7. 前記閾値は、前記変調信号の振幅の平均値に対して1～3倍の範囲内の値が設定されることを特徴とする請求項5記載の通信システム。

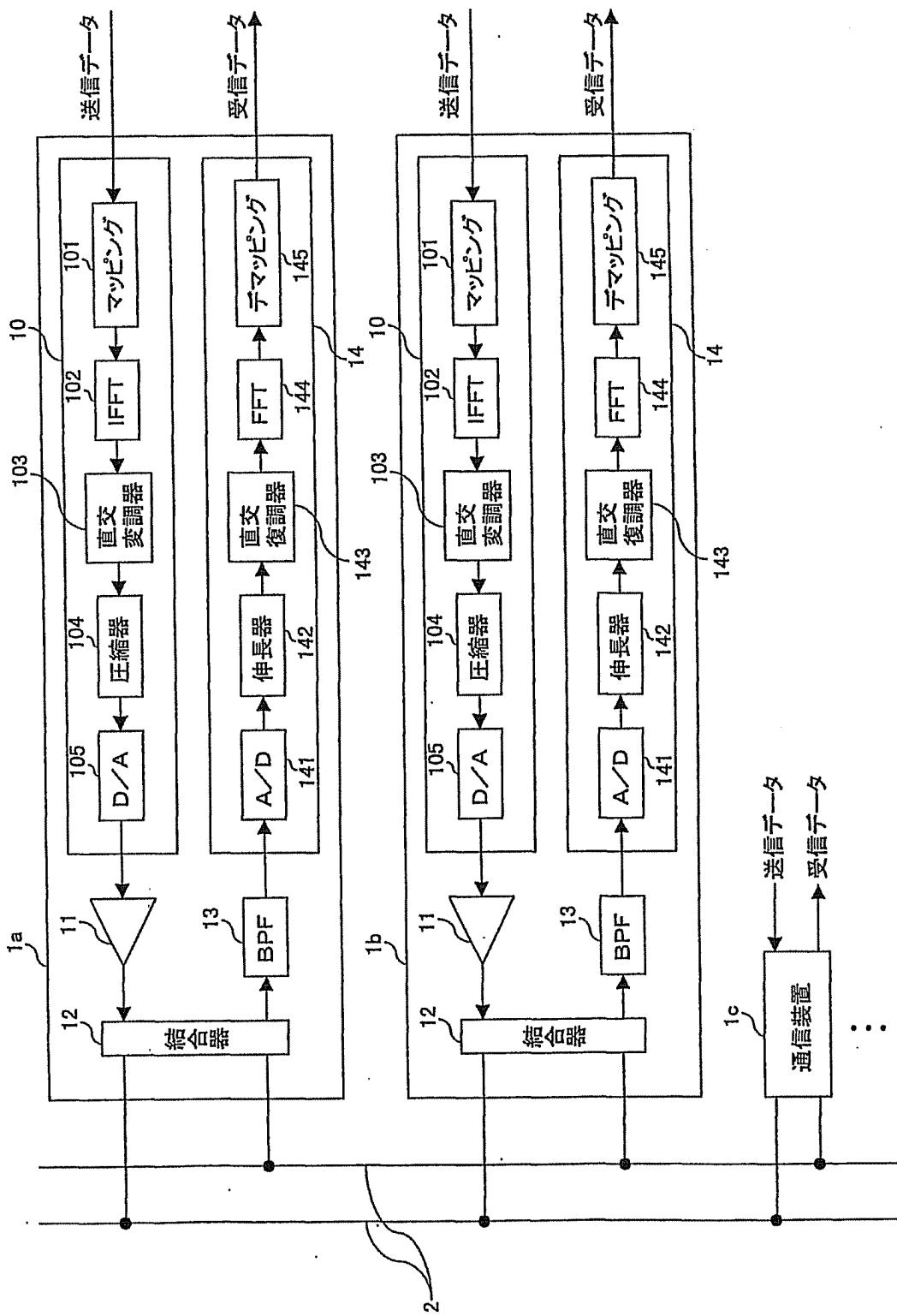
8. 前記第1增幅率は、前記第2增幅率の10倍以下の値であることを特徴とする請求項5記載の通信システム。

9. 前記変調信号は、直交周波数多重分割方式によって得られた変調信号であることを特徴とする請求項5記載の通信装置。

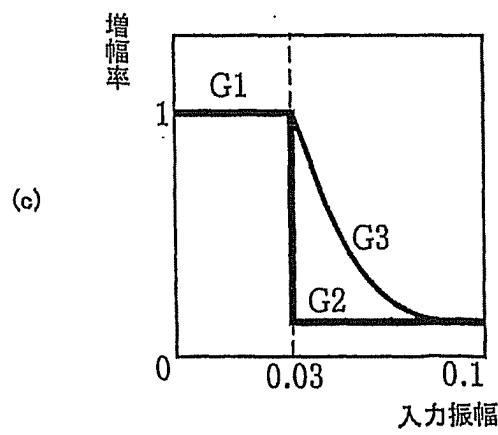
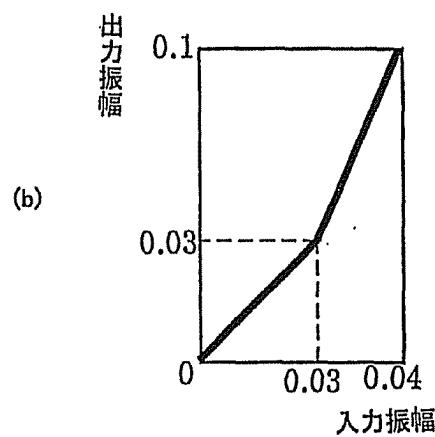
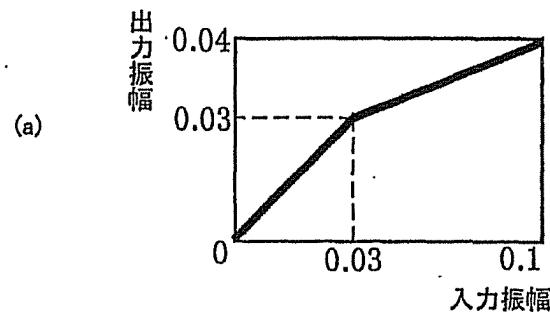
10. 前記送信手段は、電力線に送信信号を疊重することによって送信信号を送信し、前記受信手段は、前記電力線に疊重された送信信号を受信することを特徴とする請求項5記載の通信システム。

1/6

図 1

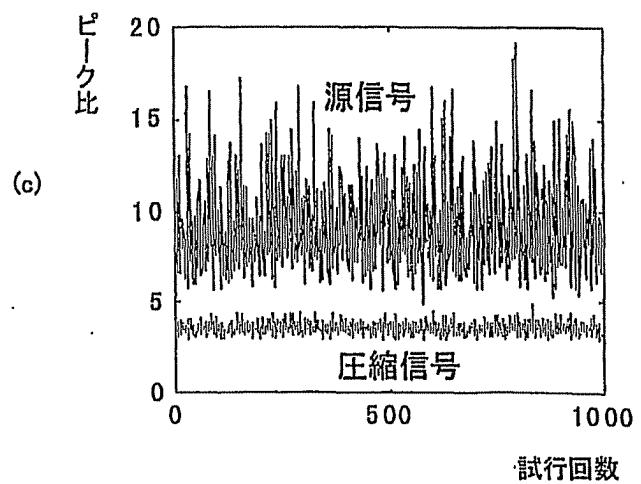
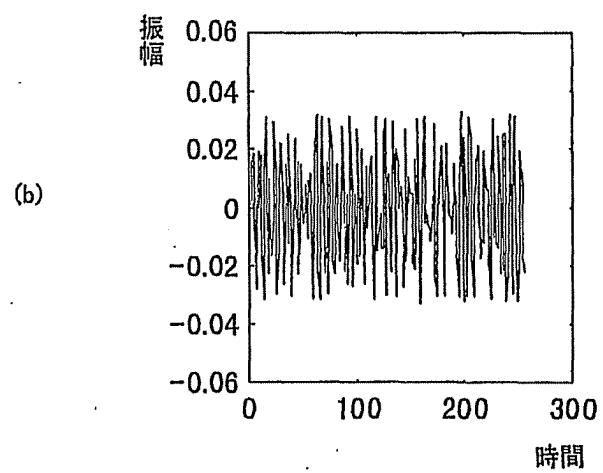
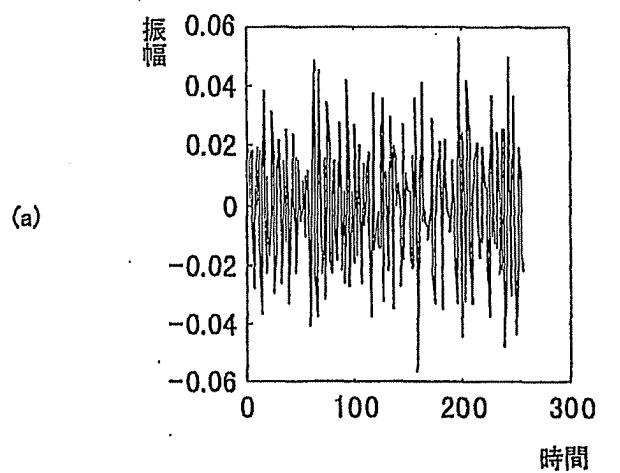


第2図



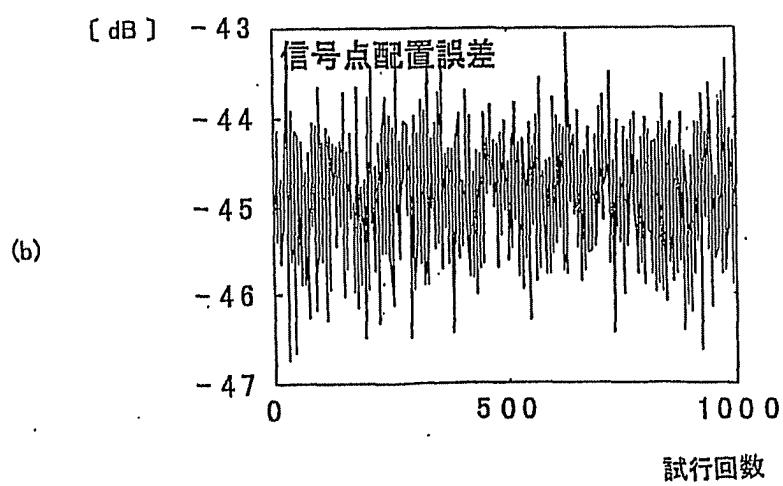
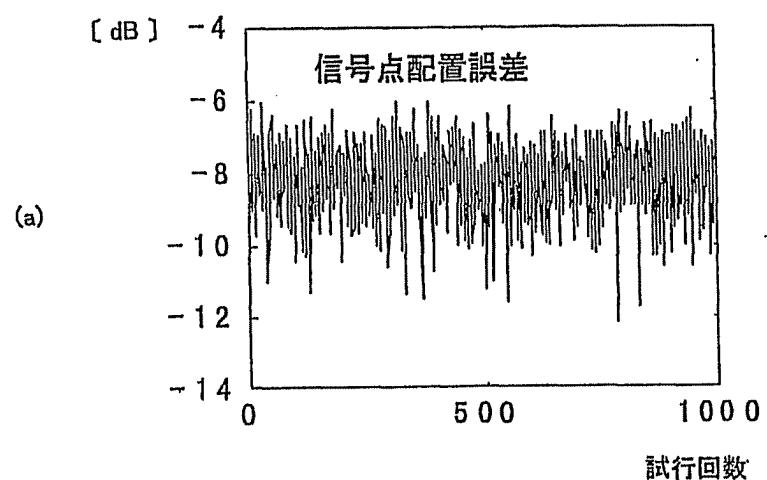
3/6

第3図



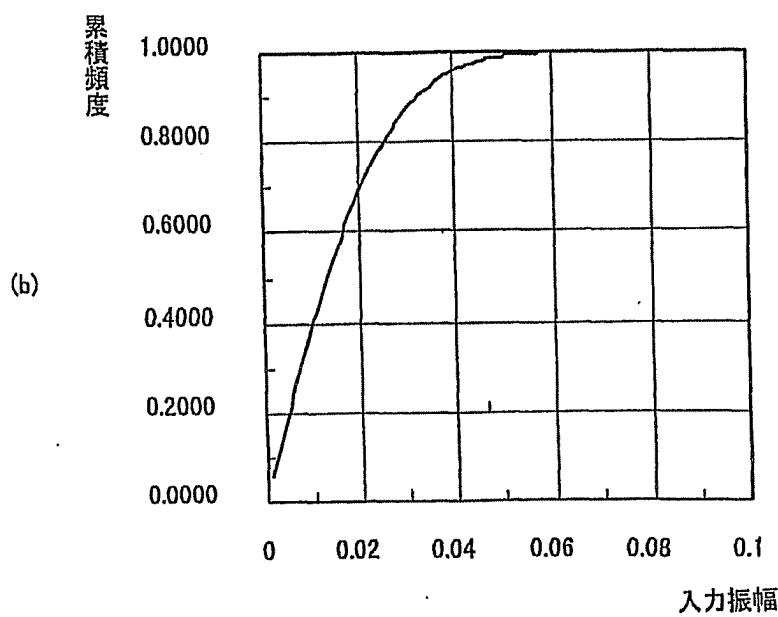
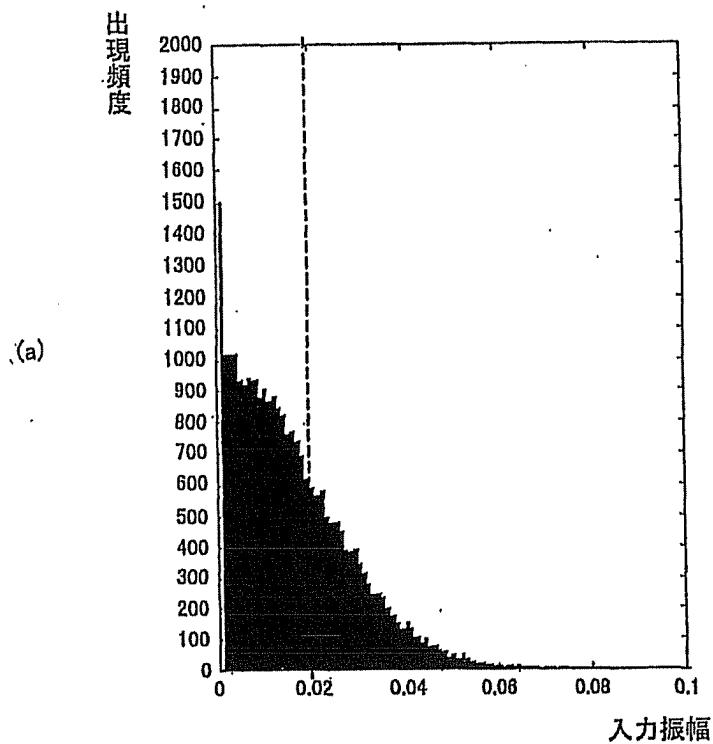
4/6

第4図

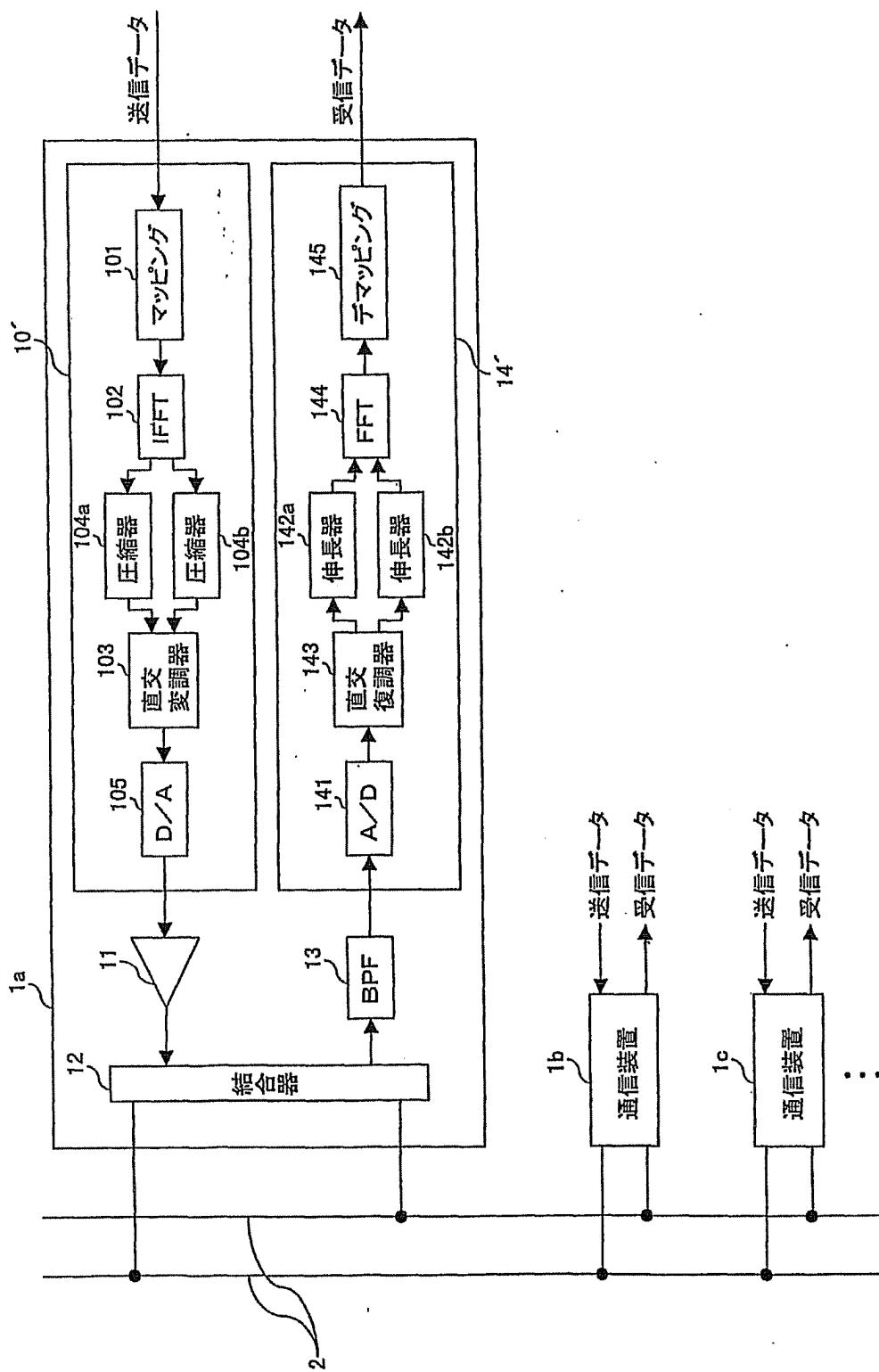


5/6

第5図



第6図



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP01/00065

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04J11/00
Int.Cl⁷ H04J1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04J11/00
Int.Cl⁷ H04J1/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-2000
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP, 9-139679, A (NTT Ido Tsushinmo K.K.), 27 May, 1997 (27.05.97), page 3, left column, line 24 to right column, line 49; Fig. 1 (Family: none)	1-4
A	JP, 2000-77953, A (Kokusai Electric Co., Ltd.), 14 March, 2000 (14.03.00), page 3, right column, lines 14 to 22; page 4, left column, line 15 to right column, line 25; Fig. 1 (Family: none)	5-10
A	EP, 940911, A1 (LUCENT TECHNOLOGIES INC.), 08 September, 1999 (08.09.99), Figs. 5A, 5B, 6 & JP, 11-312928, A (LUCENT TECHNOLOGIES INC.), 09 November, 1999 (09.11.99), Figs. 5a, 5b, 6 & US, 6175270, B1 & CA, 2262361, A1	1-10
A	EP, 917326, A1 (Itis), 19 May, 1999 (19.05.99), page 3, left column, lines 5 to 17; Fig. 3 & JP, 11-220452, A (Itis),	1-10

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 06 April, 2001 (06.04.01)	Date of mailing of the international search report 17 April, 2001 (17.04.01)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP01/00065

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
	10 August, 1999 (10.08.99), page 3, left column, lines 27 to 37; Fig. 3 & FR, 2771242, A1 & AU, 9892403, A & CA, 2253962, A1 & KR, 99045265, A	
A	JP, 2000-115123, A (Nippon Telegr. & Teleph. Corp. <NTT>), 21 April, 2000 (21.04.00), page 3, left column, lines 16 to 26; Figs. 1, 4 (Family: none)	1-10

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. C17 H04J11/00
Int. C17 H04J1/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. C17 H04J11/00
Int. C17 H04J1/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-2000
日本国公開実用新案公報 1971-2000

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	J P, 9-139679, A (エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社), 27. 5月. 1997 (27. 05. 97), 第3頁左欄第24行目ー右欄第49行目, 第1図 (ファミリーなし)	1-4
A		5-10
A	J P, 2000-77953, A (国際電気株式会社), 14. 3月. 2000 (14. 03. 00), 第3頁右欄第14行目ー第22行目, 第4頁左欄第15行目ー右欄第25行目, 第1図 (ファミリーなし)	1-10

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

06. 04. 01

国際調査報告の発送日

17.04.01

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

高野 洋

5K 9647



電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) . 関連すると認められる文献		関連する 請求の範囲の番号
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	
A	EP, 940911, A1 (LUCENT TECHNOLOGIES INC.), 08. 9月. 1999 (08. 09. 99), FIG. 5A, FIG. 5B, FIG. 6 & JP, 11-312928, A (ルーセント テクノロジーズ インコーポレーテッド), 09. 11月. 1999 (09. 11. 99), 第5a図, 第5b図, 第6図 & US, 6175270, B1 & CA, 2262361, A1	1-10
A	EP, 917326, A1 (Itis), 19. 5月. 1999 (19. 05. 99), 第3頁左欄第5行目—第17行目, FIG. 3 & JP, 11-220452, A (アイ・ティー・アイ・エス), 10. 8月. 1999 (10. 08. 99), 第3頁左欄第27行目—第37行目, 第3図 & FR, 2771242, A1 & AU, 9892403, A & CA, 2253962, A1 & KR, 99045265, A	1-10
A	JP, 2000-115123, A (日本電信電話株式会社), 21. 4月. 2000 (21. 04. 00), 第3頁左欄第16行目—第26行目, 第1図, 第4図 (ファミリーなし)	1-10